

ALMA MATER STUDIORUM – UNIVERSITÀ DI BOLOGNA
CAMPUS DI BOLOGNA
SCUOLA DI INGEGNERIA E ARCHITETTURA

CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN INGEGNERIA
ELETTRONICA

MODULAZIONI “TIME-REVERSAL” CON
CODIFICHE A BASSA PROFONDITÀ PER
COMUNICAZIONI ULTRASONICHE

Elaborato in
PROGETTO DI CIRCUITI E SISTEMI ANALOGICI M

Relatore
Prof. LUCA DE MARCHI

Presentata da
FILIPPO GRAZIANI

Co-relatore
Ing. FEDERICA ZONZINI

Anno Accademico 2019 – 2020

PAROLE CHIAVE

Time-reversal

Pulse Position Modulation

Quantizzazione a bassa profondità

Onde di Lamb

Structural Health Monitoring

Indice

Elenco delle figure	vii
Elenco delle tabelle	ix
Abstract	xi
1 Introduzione	1
2 Comunicazioni ultrasoniche per il monitoraggio strutturale	3
2.1 Il monitoraggio strutturale	3
2.2 Principi di comunicazioni ultrasoniche	4
2.2.1 Introduzione agli argomenti trattati	5
2.2.2 Filtro adattato	6
2.2.3 Risoluzione e rumore	7
2.3 Tipologie di onde elastiche nei materiali solidi	8
2.4 Teoria sulle onde di Lamb	10
2.4.1 Onde di Love	12
2.4.2 Scelta del modo di propagazione	13
2.5 Il trasduttore piezoelettrico	15
2.5.1 Piezoelettricità	16
3 Comunicazione TR-PPM	17
3.1 Tecniche e problematiche nella comunicazione	17
3.1.1 Interferenza ISI	17
3.1.2 Metodo TR	18
3.1.3 Modulazione PPM	19
3.1.4 Indice di danno	21
3.2 Segnali utilizzati nelle comunicazioni ultrasoniche	21
3.2.1 Chirp, pseudo-chirp e compressione d'impulso	22
3.2.2 Impulso gaussiano modulato	26
3.2.3 Impulso rettangolare	26
3.2.4 Impulso triangolare	28
3.2.5 Impulso a dente di sega	28

3.3	Teoria sulla tecnica TR-PPM	29
3.3.1	Troncamento del segnale	35
3.3.2	Quantizzazione	35
4	Validazione sperimentale	39
4.1	Set-up della simulazione	40
4.1.1	Meccanismo di simulazione	41
4.1.2	Ulteriori osservazioni	41
4.1.3	Posizionamento ricevitori e trasmettitori	43
4.2	Esempio di comunicazione TR-PPM	43
4.3	Risultati	51
4.3.1	Prima configurazione al variare del segnale pilota	52
4.3.2	Prima configurazione al variare di Δ	53
4.3.3	Prima configurazione con segnali non impulsivi	57
4.3.4	Seconda configurazione	57
4.3.5	Confronto tra la terza e quarta configurazione	59
4.3.6	Confronto tra la quinta e sesta configurazione	60
4.3.7	Settima configurazione	62
4.3.8	Configurazione senza simmetrie	62
	Conclusioni	65
	A Codice Matlab	67
A.1	Modulazione TR-PPM	67
A.2	Demodulatore	69
A.3	Funzioni per la quantizzazione	70
	Ringraziamenti	73
	Bibliografia	75

Elenco delle figure

2.1	Onda longitudinale	9
2.2	Onda trasversale	9
2.3	Onda di Rayleigh	9
2.4	Modo antisimmetrico e simmetrico	10
2.5	Onda di Love	13
2.6	Curva di dispersione per modi simmetrici	14
2.7	Curva di dispersione per modi antisimmetrici	14
2.8	Eccitazione modo simmetrico e antisimmetrico	15
3.1	Confronto modulazione OOK e PPM	20
3.2	Segnale <i>chirp</i>	23
3.3	Segnale <i>pseudochirp</i>	24
3.4	Impulso gaussiano modulato	27
3.5	Impulso rettangolare	27
3.6	Impulso triangolare	28
3.7	Impulso a rampa	29
3.8	Configurazione dei nodi sensori	30
4.1	Velocità di fase	40
4.2	Configurazioni dei ricevitori e trasmettitori 1/2	44
4.3	Configurazioni dei ricevitori e trasmettitori 2/2	45
4.4	Esempio di impulso gaussiano	46
4.5	Esempio segnali ricevuti	47
4.6	Esempio segnali ribaltati nel tempo	48
4.7	Esempio segnali modulati PPM	49
4.8	Esempio segnali quantizzati	49
4.9	Esempio di segnale ricevuto a seguito della ritrasmissione	50
4.10	Esempio di correlazione risultante	51
4.11	Grafico della BER al variare dei parametri	52
4.12	Ulteriore configurazione dei sensori	63

Elenco delle tabelle

4.1	Tabella di verità dell'operatore logico <i>xor</i>	39
4.2	Parametri per generare il segnale pilota	42
4.3	Parametri per la comunicazione tra sensori	42
4.4	Risultati BER, dalla fig. 4.2a, con $\Delta = T_s/4$	54
4.5	Risultati BER, dalla fig. 4.2a, con $\Delta = T_s/3$	55
4.6	Risultati BER, dalla fig. 4.2a, con $\Delta = T_s/2$	56
4.7	Risultati BER, dalla fig. 4.2a, con $\Delta = T_s/2$ (segnali <i>chirp</i>)	58
4.8	Risultati BER, dalla fig. 4.2b, con $\Delta = T_s/4$	58
4.9	Risultati BER, dalla fig. 4.2b con <i>TX5</i> , con $\Delta = T_s/4$	59
4.10	Risultati BER, dalla fig. 4.2c, con $\Delta = T_s/4$	59
4.11	Risultati BER, dalla fig. 4.2d, con $\Delta = T_s/4$	60
4.12	Risultati BER, dalla fig. 4.3a, con $\Delta = T_s/4$	61
4.13	Risultati BER, dalla fig. 4.3b, con $\Delta = T_s/4$	61
4.14	Risultati BER, dalla fig. 4.3c, con $\Delta = T_s/4$	62
4.15	Risultati BER, dalla fig. 4.12, con $\Delta = T_s/2$	63

Abstract

Nel presente elaborato viene affrontata la tematica relativa alla comunicazione mediante onde ultrasoniche guidate.

Nel dettaglio, l'attenzione viene rivolta alla propagazione delle onde di Lamb, le quali sono in grado di propagarsi su strutture molto sottili con bassa attenuazione, dando luogo alla possibilità di realizzare questo schema di comunicazione.

La tecnica "time-reversal" sfrutta le proprietà di queste onde, ovvero la focalizzazione spaziale e temporale, per portare dei picchi accentuati al ricevitore in corrispondenza dell'informazione utile.

Questa tecnica, accoppiata con la *Pulse Position Modulation*, consente la realizzazione di sistemi di comunicazione con più nodi sensori contemporaneamente attivi in trasmissione e uno o più nodi sensori in ricezione.

Viene inoltre considerata la possibilità di sfruttare algoritmi di quantizzazione, intesa come capacità di generazione del segnale in uscita su un numero limitato di livelli, al fine di rendere il sistema di comunicazione semplice ed economico.

Le prestazioni del sistema sono verificate mediante simulazioni, realizzate in ambiente di sviluppo Matlab.

Capitolo 1

Introduzione

I did try to make things clear,
first to myself (an important
point) and then to my students,
and somehow to make these dry
bones live.

Horace Lamb

Spesso, purtroppo, il motivo per il quale avvengono disastri aerei, petroliferi, ferroviari e nucleari è da ricondursi alla scarsa manutenzione degli impianti destinati al controllo o alla sicurezza delle strutture stesse.

Per questo motivo, diviene di vitale importanza la ricerca di soluzioni efficaci e funzionanti in tempo reale per ispezionare le parti più critiche di un apparato, o addirittura l'intera struttura. Ciò deve avvenire in maniera non distruttiva, al fine di non interferire con il nominale funzionamento della struttura stessa su cui è installato il sistema di monitoraggio.

Negli ultimi decenni sono stati condotti svariati studi in materia. La tecnica presentata in questo elaborato è incentrata sulla capacità dei nodi sensori, i quali sono allocati a contatto con la struttura che si vuole verificare, di sfruttare guide d'onda meccaniche per generare segnali, configurabili in funzione degli scopi.

Questo tipo di trasmissione senza fili è stata proposta come valida alternativa alla comunicazione classica basata sulle onde elettromagnetiche poiché, per queste ultime, l'efficacia è fortemente limitata nel momento in cui avviene l'attraversamento di barriere o involucri metallici, a causa dell'effetto di schermatura. In aggiunta, in questo tipo di scenario, le trasmissioni elettromagnetiche possono essere penalizzate dall'assenza di un percorso diretto (*line-of-sight*) tra il trasmettitore e il ricevitore.

La tecnica “time-reversal”, la quale si serve di alcune proprietà delle onde elastiche, abbinata alla modulazione *Pulse Position Modulation*, si dimostra pertanto un ottimo candidato per eseguire il monitoraggio strutturale.

Lo scopo del presente elaborato è quindi quello di mostrare i pregi e i limiti di questa metodologia di comunicazione, attraverso l’ausilio del software Matlab per le simulazioni e per le verifiche delle prestazioni. In particolare, si pone l’attenzione ai risultati della diffusione delle onde, in assenza di danni strutturali. Difatti, il programma sfruttato per la simulazione emula il solo comportamento meccanico della struttura.

La generazione di un segnale, con una precisione arbitraria, si rivela complicata o addirittura impossibile se attuata nella pratica. Ciò è dovuto al fatto che gli strumenti reali, che attuano tali segnali, sono intrinsecamente limitati. Occorre quindi verificare come rendere efficiente la comunicazione, noti questi vincoli.

Nel capitolo 2 dell’elaborato viene presentata una approfondita introduzione agli argomenti su cui si basa il monitoraggio mediante onde ultrasoniche. Viene quindi focalizzata l’attenzione sulle onde di Lamb e sull’eccitazione dei modi di propagazione.

Successivamente, il capitolo 3 entra con maggior dettaglio nel metodo del “time-reversal”, evidenziandone gli aspetti che lo rendono ideale nella comunicazione tra nodi. In questo capitolo viene pertanto inquadrata la tecnica TR-PPM.

Infine, per validare la teoria esposta nei capitoli 2 e 3, nel capitolo 4 vengono riportati, in forma tabellare, i risultati derivati dalla sperimentazione della comunicazione TR-PPM attraverso la simulazione su software. I risultati sono ottenuti al variare della geometria dei nodi sensori, delle caratteristiche e delle distanze con cui si effettua la comunicazione.

Capitolo 2

Comunicazioni ultrasoniche per il monitoraggio strutturale

Il largo impiego di infrastrutture civili, industriali e mezzi di trasporto in generale rende necessario uno sviluppo parallelo di adeguate tecnologie, atte a identificare preventivamente l'insorgenza di danni fatali in termini di vite umane ed economiche.

2.1 Il monitoraggio strutturale

La strada oggi percorsa per monitorare le strutture consiste nella messa in atto di varie tecniche, ciascuna predisposta a una particolare analisi, attuate attraverso valutazioni non distruttive (NDE¹) del mezzo. Il monitoraggio avviene a intervalli regolari programmati e l'identificazione di danni si rivela molto complicata se fatta mentre l'oggetto da monitorare è in servizio [1]. Ciò è dovuto al fatto che le tecnologie per analisi non distruttive richiedono l'accesso a determinate sezioni della struttura, le quali non sono sempre raggiungibili se questa è in uso.

L'obiettivo è quindi quello di rilevare crepe, cedimenti o qualsiasi altro tipo di difetto in modo da attuare misure tempestive per la messa in sicurezza della struttura, finché il danno è soltanto a uno stadio iniziale.

Alcuni esempi di verifiche che avvengono nel caso di strutture aerospaziali sono attuate sotto forma di test ultrasonici, analisi di emissioni acustiche, elettromagnetiche e infrarosso termiche [2].

Nell'ambito di strutture soggette a regime dinamico, fra le quali spiccano ponti e la maggior parte degli edifici civili, come nel caso del nuovo ponte Genova San Giorgio, sono utilizzati estensimetri, inclinometri, accelerometri,

¹*Non-destructive evaluation*, o anche *Non-destructive inspection* (NDI).

anemometri, sensori di spostamento, piastre dinamiche per pesare i veicoli in transito e telecamere che monitorano peso e velocità dei mezzi, tutto questo in aggiunta all'intervento periodico di operatori [3].

Nasce però l'esigenza di sistemi per il monitoraggio strutturale (SHM²), non distruttivi, destinati alla continua sorveglianza dell'integrità interna ed esterna della struttura, con gli importantissimi vantaggi della esecuzione in tempo reale e senza interrompere il ciclo di funzionamento. Questa analisi può avvenire grazie a una rete di sensori che, oltre a un maggiore controllo ed efficienza, possono comportare anche minori costi. L'importanza di questi nuovi studi riguarda perciò il rilevamento dei problemi nei materiali prima che si manifestino sotto forma di sollecitazioni meccaniche alla struttura (non sempre rilevabili con i meccanismi tradizionali).

Le informazioni che i sistemi SHM-NDE dovrebbero fornire sono [4]: l'esistenza o meno di un danno nella struttura, il punto in cui è situato, le sue dimensioni, la tipologia.

Molti studi SHM-NDE sono stati attuati nel campo dell'ingegneria civile e aerospaziale, ad esempio per il monitoraggio dei ponti, per strutture situate nel mare aperto, grattacieli, aerei e navi [5].

La metodologia SHM alla quale in seguito si farà riferimento è basata sulle onde ultrasoniche di Lamb, approfondite nel paragrafo 2.4, le quali richiedono un'eccitazione mediante strumenti attivi come i trasduttori piezoelettrici. Tale approccio ha il vantaggio di essere economico, rapido nell'identificazione dei danni e si presta per molteplici scenari oltre a quelli già elencati, come il monitoraggio di tubature e di materiali compositi (cioè eterogenei, come il carbonio), i quali possono avere danneggiamenti diversi rispetto a quelli noti nei metalli.

2.2 Principi di comunicazioni ultrasoniche

Se la propagazione di un'onda attraverso un mezzo elastico comporta la vibrazione degli atomi e delle molecole del materiale (quindi variazioni di pressione in un certo punto dell'oggetto), si parla di onde sonore [6].

- Onde infrasuono: al di sotto dei $20Hz$;
- Onde acustiche: nell'intervallo tra i $20Hz$ e $20kHz$;
- Onde ultrasoniche: al di sopra dei $20kHz$.

²*Structural health monitoring.*

La propagazione di un'onda può essere condizionata da svariati fattori, come dall'attenuazione, dalle discontinuità del materiale e dalle riflessioni (echi) causate dalla finitezza del mezzo di propagazione su cui essa si propaga.

Esistono vari tipi di test ultrasonici: quello per trasparenza prevede l'utilizzo di un trasmettitore e un ricevitore allocati su superfici opposte dell'oggetto, la modalità impulso-eco prevede invece un unico sensore che trasmette e riceve un impulso ultrasonico il quale penetra e viene riflesso (dall'analisi degli echi rileva la presenza di difetti). Le tecniche di tomografia si differenziano dalle precedenti per il fatto che consistono nel posizionamento del trasmettitore in diverse locazioni (fissato il ricevitore), allo scopo di localizzare variazioni dell'onda trasmessa.

2.2.1 Introduzione agli argomenti trattati

Lo scopo del capitolo 2 e delle sue sezioni è quello di fornire una visuale completa per motivare adeguatamente come avvenga il corretto funzionamento della tecnica descritta nel capitolo 3, che sfrutta alcune proprietà delle onde elastiche nei materiali solidi.

Prima di presentare alcune osservazioni sul rumore e sulla risoluzione nei segnali nel paragrafo 2.2.3, è doveroso introdurre il filtro adattato trattato nel paragrafo 2.2.2, utile anche per motivare concetti che verranno ripresi nel capitolo successivo.

Quindi, nel paragrafo 2.2.2, verrà spiegato il vantaggio del filtro adattato per l'identificazione di una sequenza nota all'interno di un segnale che può essere sommerso nel rumore.

Inoltre, nel paragrafo 2.2.3, sono evidenziate le proprietà che un segnale, per il quale viene attuato il filtraggio adattato, dovrebbe avere all'atto della trasmissione per poter preservare buona risoluzione ed essere recuperabile a fronte di rumore additivo Gaussiano bianco (in particolare queste due specifiche risultano in contrasto).

Un riscontro più pratico del filtraggio adattato è riscontrabile nel paragrafo 3.3, dove il filtro risulta utile nell'operazione di correlazione tra i segnali per poter identificare la sequenza nota del preambolo, al fine di sincronizzare l'informazione al momento della ricezione.

A seguire, nel paragrafo 2.3, vengono elencate le principali onde elastiche rilevabili nei materiali e che possono essere sfruttate a vantaggio del già citato SHM.

La motivazione che ha spinto lo studio delle onde ultrasoniche per il monitoraggio strutturale è resa evidente nel paragrafo 2.4, in cui vengono approfondite le onde di Lamb e i modi di propagazione di queste onde. La tecnica attuata è la tomografia, messa in atto mantenendo fissi sia i ricevitori che i trasmettitori,

per rivelare la presenza di eventuali danni nella struttura ai quali le onde di Lamb sono particolarmente sensibili.

Nella pratica occorrono però degli strumenti adeguati per l'eccitazione e la ricezione delle onde ultrasoniche. Nel paragrafo finale di questo capitolo vengono messi a confronto i principali trasduttori per manipolare le onde di Lamb, volgendo particolare attenzione a quelli piezoelettrici.

2.2.2 Filtro adattato

Il filtro adattato (*matched filter*), detto anche filtro ottimo, è una tipologia di filtro utilizzato nel campo ultrasonico, ottenuto mediante la convoluzione di un segnale noto $x(t)$ (conosciuto come *template*) con un segnale sconosciuto $y(t)$. La sua funzione è quella di rilevare la sequenza del *template* all'interno del segnale non noto [7].

La definizione tempo continua è la seguente (con $\hat{s}(t)$ segnale all'uscita del filtro) [8]:

$$\hat{s}(t) = \int_0^{\infty} x^*(t - \tau)y(\tau)d\tau \quad (2.1)$$

dove l'operatore $(\cdot)^*$ indica il complesso coniugato.

Analogamente nel caso tempo discreto, mantenendo gli stessi nomi per i simboli, si ha:

$$\hat{s}[n] = \sum_{k=1}^N x^*[n - k]y[k] \quad (2.2)$$

Il grande vantaggio di questo filtro risiede nella capacità di massimizzare il rapporto segnale - rumore (SNR³).

Se $s(t)$ è il segnale desiderato tale per cui $y(t) = s(t) + n(t)$ con $n(t)$ rumore Gaussiano bianco, la risposta del filtro può essere scomposta come $\hat{s}(t) = s(t) * x(t) + n(t) * x(t) = \hat{s}_s + \hat{s}_n$ (l'operatore $(*)$ indica la convoluzione).

Il valore SNR è definito come $SNR = \frac{|\hat{s}_s|^2}{\sigma_{\hat{s}_n}^2}$, ovvero come rapporto tra la potenza del segnale utile desiderato e la varianza del rumore (ovvero la deviazione standard al quadrato).

Se si considera la generica risposta del filtro $\hat{s}_s(t) = s(t) * h(t)$ con $h(t)$ risposta all'impulso del filtro e si pone $h(t) = As^*(-t)$ (dove A è costante), si può verificare che (applicando le proprietà della trasformata di Fourier):

³Signal-to-noise ratio.

$$\begin{aligned}
 \hat{s}_s(t) &= As(t) * s^*(-t) = A \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau)s^*(\tau - t)d\tau \\
 &= A \int_{-\infty}^{\infty} s^*(\tau)s(t + \tau)d\tau \\
 &= A \int_{-\infty}^{\infty} S(f)S^*(f)e^{j2\pi ft}df \\
 &= A \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 e^{j2\pi ft}df
 \end{aligned} \tag{2.3}$$

In altre parole, la scelta per il filtro adattato $h(t)$ porta alla funzione di autocorrelazione che massimizza lo spettro di potenza (eq. 2.3) e quindi rende massimo il rapporto SNR [9].

2.2.3 Risoluzione e rumore

La compressione dell'impulso è una tecnica di elaborazione dei segnali volta al miglioramento della risoluzione temporale e del rapporto SNR [10]. Questo approccio si basa sul filtro adattato illustrato precedentemente.

Si consideri una sorgente che produce il segnale sinusoidale $s(t)$, rappresentato da un fasore complesso alla frequenza f_0 e troncato tramite una finestra rettangolare di ampiezza T :

$$s(t) = \begin{cases} Ae^{j2\pi f_0 t}, & \text{per } 0 \leq t < T \\ 0, & \text{altrimenti} \end{cases} \tag{2.4}$$

Si vuole identificare la risoluzione temporale in seguito alla trasmissione del segnale descritto dall'equazione 2.4, intesa come capacità di separare segnali vicini nel tempo.

Si suppone che insieme al segnale utile ricevuto $r(t)$ (in questo caso è da intendersi come segnale riflesso, il motivo verrà esposto più avanti nella trattazione) ci sia anche una componente sovrapposta di rumore Gaussiano bianco $n(t)$ il quale pone un limite alla sensitività.

Posto $K < 1$ l'attenuazione e t_r il ritardo temporale dato dalla propagazione, il segnale ricevuto risulta essere:

$$r(t) = \begin{cases} K Ae^{j2\pi f_0(t-t_r)} + n(t), & \text{per } t_r \leq t < t_r + T \\ n(t), & \text{altrimenti} \end{cases} \tag{2.5}$$

Per ottimizzare il rapporto segnale-rumore entra in gioco il filtro adattato, la cui risposta all'impulso coincide con la replica coniugata e ribaltata nel tempo del segnale $s(t)$.

Il risultato è pertanto:

$$\hat{s}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s^*(\tau)r(t+\tau)d\tau = KA^2\Lambda\left(\frac{t-t_r}{T}\right)e^{j2\pi f_0(t-t_r)} + \hat{n}(t) \quad (2.6)$$

dove $\hat{n}(t)$ è il risultato della correlazione tra il rumore e il segnale trasmesso, mentre Λ è una funzione triangolare nulla in $(-\infty, -1/2]$ e in $[1/2, \infty)$, crescente in $[-1/2, 0]$, decrescente in $[0, 1/2]$ con massimo 1 nell'origine.

Se il numero di immagini del segnale è maggiore di 1 (ovvero sono presenti riflessi multipli), la correlazione totale è data dalla somma delle correlazioni e, pertanto, per evitare che i segnali si sovrappongano rendendo impossibile la ricostruzione, è necessario che gli impulsi siano separati di almeno T .

Siccome la metà della distanza di andata e ritorno (*round trip time*) del segnale nel tempo T è $\frac{1}{2}cT$, con c velocità dell'onda, si può concludere che la risoluzione sia inversamente proporzionale alla durata dell'impulso T .

Il miglioramento della risoluzione è in contrasto con il rapporto SNR. Infatti, se l'energia del segnale trasmesso è

$$E_s = \int_0^T |s(t)|^2 dt = A^2T \quad (2.7)$$

mentre quella del segnale ricevuto, in assenza di rumore, è

$$E_r = \int_0^T |r(t)|^2 dt = K^2A^2T \quad (2.8)$$

data σ deviazione standard del rumore, il rapporto segnale-rumore risulta essere

$$SNR = \frac{E_r}{\sigma^2} = \frac{K^2A^2T}{\sigma^2} \quad (2.9)$$

È quindi evidente che il legame direttamente proporzionale tra SNR e T sia in contrapposizione alla risoluzione.

Un modo per ottenere buona risoluzione senza perdere nel SNR è descritto al paragrafo 3.2.1.

2.3 Tipologie di onde elastiche nei materiali solidi

Prima di focalizzare l'attenzione sulle onde di Lamb, è opportuno elencare le tipologie di onde elastiche.

- Onde longitudinali (*compression/pressure waves* o *p-waves*): viaggiano attraverso un mezzo con oscillazioni parallele alla direzione di propagazione dell'onda, composte dall'alternanza di compressioni e rarefazioni di particelle (un esempio è il suono che si propaga nell'aria) (si veda fig. 2.1);

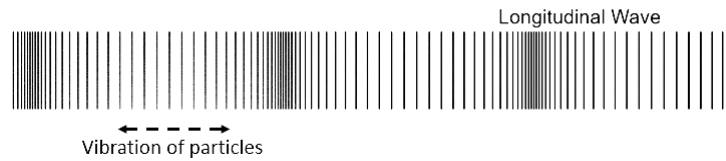


Figura 2.1: Rappresentazione di un'onda longitudinale che si propaga lungo la direzione orizzontale [11].

- Onde trasversali (*shear waves* o *s-waves*): presentano oscillazioni perpendicolari alla direzione di propagazione dell'onda (si veda fig. 2.2);

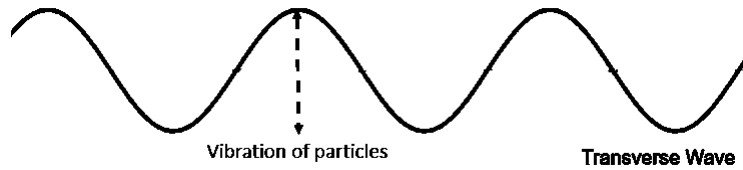


Figura 2.2: Rappresentazione di un'onda trasversale che si propaga lungo la direzione orizzontale [11].

- Onde di Rayleigh: sono onde che viaggiano vicino alla superficie dei solidi, includono sia moti longitudinali sia trasversali e l'ampiezza decade esponenzialmente con la distanza dalla superficie (si veda fig. 2.3);

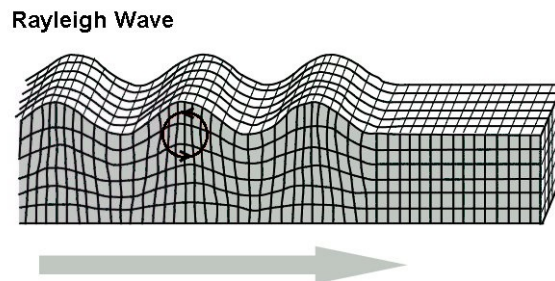


Figura 2.3: Rappresentazione del moto di particelle di un'onda di Rayleigh [12].

- Onde di Lamb: onde la cui propagazione avviene in mezzi piatti sottili grazie alle superficie superiore e inferiore che si comportano come guida. Presentano un numero infinito di modi raggruppati in due categorie: modi simmetrici e antisimmetrici (si veda fig. 2.4);

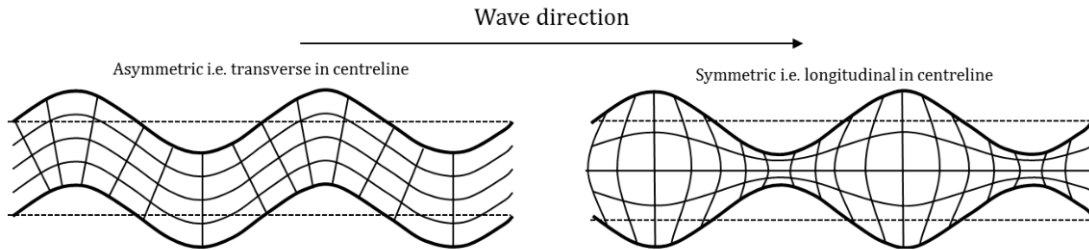


Figura 2.4: Rappresentazione dei modi antisimmetrici e simmetrici [13], per maggiori dettagli si rimanda al paragrafo 2.4.

- Onde di Stoneley: propagano lungo l'interfaccia tra due mezzi, tipicamente due solidi, con massima intensità all'interfaccia che decade esponenzialmente man mano che l'onda si allontana da questa;
- Onde striscianti (*creep/head waves*): generate dalla rifrazione di un'onda longitudinale a una estremità del mezzo. Possiede la sua stessa velocità di propagazione.

2.4 Teoria sulle onde di Lamb

Quando è presente un mezzo elastico illimitato, solo le onde trasversali e longitudinali si propagano.

Quando invece il mezzo è limitato, le onde trasversali e longitudinali incidenti causano riflessione. L'onda risultante è detta di Rayleigh, la cui velocità dell'onda (o il numero d'onda, oppure la lunghezza d'onda) non dipende dalla frequenza (quindi non è dispersiva).

Le onde di Lamb sono invece onde ultrasoniche guidate e dispersive che viaggiano tra due superfici parallele di un mezzo. Sono conseguenza della riflessione di onde longitudinali e trasversali sulle superfici⁴. Tali onde godono di alcune interessanti proprietà: fissata una certa frequenza esistono sempre almeno due modi, si possono propagare per lunghe distanze anche in materiali ad alta attenuazione e l'attuazione di onde elastiche è economica e veloce, permettendo l'ispezione di grandi strutture anche in un tempo breve, rilevando sia

⁴In realtà sono una sovrapposizione di infiniti modi longitudinali e trasversali presenti simultaneamente.

i danni superficiali sia quelli interni alla struttura. Approfondimenti ulteriori sono esposti nel paragrafo 2.4.2.

I danni che tali onde sono in grado di rilevare spaziano dalle corrosioni alle rotture o disallineamenti delle fibre del materiale.

Tuttavia l'elevato numero di modi (al limite infinito) presenti simultaneamente, può rendere complicata l'elaborazione e l'interpretazione dei segnali.

Di seguito verrà svolta una trattazione essenziale al fine di evidenziare i punti chiave più importanti della teoria che sviluppò Sir Horace Lamb.

Si consideri il caso di una superficie ad estensione infinita lungo il piano (coordinate x, y) e spessore $d = 2h$ (lungo z) [14].

L'analisi conduce all'estrazione di due equazioni d'onda indipendenti per le funzioni potenziali ϕ, ψ longitudinali e trasversali rispettivamente (equazioni dell'onda) [15]:

$$\frac{\partial^2 \phi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \phi}{\partial y^2} - \frac{1}{c_L^2} \frac{\partial^2 \phi}{\partial t^2} = 0 \quad (2.10)$$

$$\frac{\partial^2 \psi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \psi}{\partial y^2} - \frac{1}{c_T^2} \frac{\partial^2 \psi}{\partial t^2} = 0 \quad (2.11)$$

con $c_L = \sqrt{\frac{\lambda_L + 2\mu_L}{\rho}}$, $c_T = \sqrt{\frac{\mu_L}{\rho}}$, ρ densità di massa, λ_L e μ_L costanti di Lamé (coppia di parametri del materiale).

Le due costanti indipendenti possono essere esplicitate come:

$$\lambda_L = \frac{\nu E}{(1 + \nu)(1 - 2\nu)} \quad (2.12)$$

$$\mu_L = \frac{E}{2(1 + \nu)} \quad (2.13)$$

dove E è il modulo di Young (o modulo di elasticità, definito come rapporto tra la tensione meccanica e la deformazione [16]) e ν il coefficiente di Poisson (deformazione di un materiale lungo le direzioni perpendicolari alla direzione del carico [17]).

Con le ipotesi di solido infinito e sottile si ottengono le soluzioni generali delle eq. 2.10 e 2.11:

$$\phi = (A_1 \sin(py) + A_2 \cos(py)) e^{j(kx - \omega t)} \quad (2.14)$$

$$\psi = (B_1 \sin(qy) + B_2 \cos(qy)) e^{j(kx - \omega t)} \quad (2.15)$$

dove $p^2 = (\omega/c_L)^2 - k^2$, $q^2 = (\omega/c_T)^2 - k^2$, ω pulsazione, k numero d'onda, c_L velocità d'onda longitudinale, c_T velocità d'onda trasversale.

Le quattro costanti A_1, A_2, B_1, B_2 vengono determinate in base alle condizioni al contorno.

Il numero d'onda si può generalmente esprimere con parte reale e parte complessa $k = |\vec{k}| = |k_r + jk_{im}|$ dove k è puramente reale se l'onda si propaga soltanto e k è immaginaria se l'onda è evanescente [18].

I risultati matematici sono le equazioni di Rayleigh-Lamb (una rappresentazione grafica è in fig. 2.4):

- Per modi simmetrici (anche abbreviati con S_i):

$$\frac{\tan(qh)}{\tan(ph)} = -\frac{4k^2qp}{(k^2 - q^2)^2} \quad (2.16)$$

- Per modi anti-simmetrici (anche abbreviati con A_i):

$$\frac{\tan(qh)}{\tan(ph)} = -\frac{(k^2 - q^2)^2}{4k^2qp} \quad (2.17)$$

Le equazioni 2.16 e 2.17 sono utilizzate per ricavare il numero d'onda attraverso algoritmi numerici o di ricerca delle radici.

Una volta che sono stati valutati i numeri d'onda per i modi simmetrici k_{sim} e antisimmetrici k_{anti} e fissata una pulsazione ω , è possibile ricavare la velocità di fase⁵ $c_p = \frac{\omega}{k} = \frac{\omega}{2\pi} \lambda$ e la velocità di gruppo $c_g = \frac{d\omega}{dk}$ (λ è la lunghezza d'onda).

A partire da tali risultati si ottengono le curve di dispersione (due esempi in fig. 2.6 e fig. 2.7), grafici sulle cui ordinate è presente la velocità di fase o gruppo e sulle ascisse la frequenza o il prodotto frequenza-spessore (per scalare linearmente i risultati [19]).

2.4.1 Onde di Love

Oltre ai modi simmetrici e antisimmetrici delle onde di Lamb, è opportuno citare anche le onde di Love (*shear horizontal waves*) ovvero onde che si propagano lungo la direzione x del piano come le onde trasversali, mentre le particelle vibrano nella direzione y (si veda fig. 2.5).

Anche per queste onde, così come per quelle precedentemente citate, esiste la rappresentazione con le curve di dispersione.

⁵In generale c_p , relativa alla velocità di fase di un'onda, dipende da una particolare frequenza all'interno dell'onda complessiva, quindi la propagazione è dispersiva.

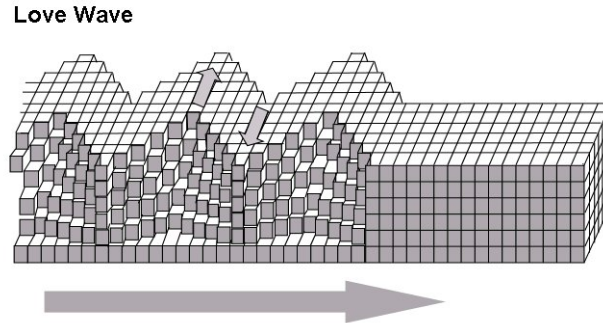


Figura 2.5: Rappresentazione di un'onda di Love (SH_i) che si propaga lungo la direzione orizzontale [20].

2.4.2 Scelta del modo di propagazione

I modi simmetrici (chiamati *extensional/compressional modes*) tendono ad avere spostamenti simmetrici con allungamenti (rigonfiamenti) e compressioni (contrazioni) dello spessore, mentre i modi antisimmetrici (anche detti *flexural modes*) hanno il moto lungo la direzione normale rispetto alla superficie, perciò il materiale si piega in maniera coerente con il movimento delle superfici, con ondulazioni a spessore costante [21].

Le onde S_i , A_i e SH_i (per ogni $i = [0, \infty)$) sono disponibili a ogni frequenza, con comparsa di ordini superiori all'aumentare della frequenza. I modi S_0 (si veda fig. 2.6) e A_0 (in fig. 2.7) sono nascenti a pulsazione nulla ed esistono per l'intero range di frequenze (fino a valori indefinitamente alti). La regione meno dispersiva è a basse frequenze dove i modi S_0 , A_0 viaggiano a velocità circa costanti, perché sotto alla frequenza di taglio dei modi superiori. Un altro aspetto importante riguarda l'attenuazione delle onde di Lamb, man mano che queste si propagano, causata dalla dissipazione dell'energia. La presenza di danni, irrigidimenti, elementi di fissaggio (quindi possibili obiettivi da monitorare) aumentano considerevolmente la dissipazione e quindi l'attenuazione dei modi. Il risultato interessante è che il modo S_0 viaggia più lontano di A_0 (per questa ragione, A_0 ha maggiori perdite), motivo per il quale S_0 tende a essere un ottimo candidato per il monitoraggio.

In conclusione, è possibile scegliere l'eccitazione di determinati modi, fissata una certa pulsazione (si faccia riferimento alla figura 2.8), ma è sempre preferibile sfruttare frequenze in cui solo un modo esiste in maniera prevalente affinché venga ridotta la complessità d'interpretazione delle onde [19].

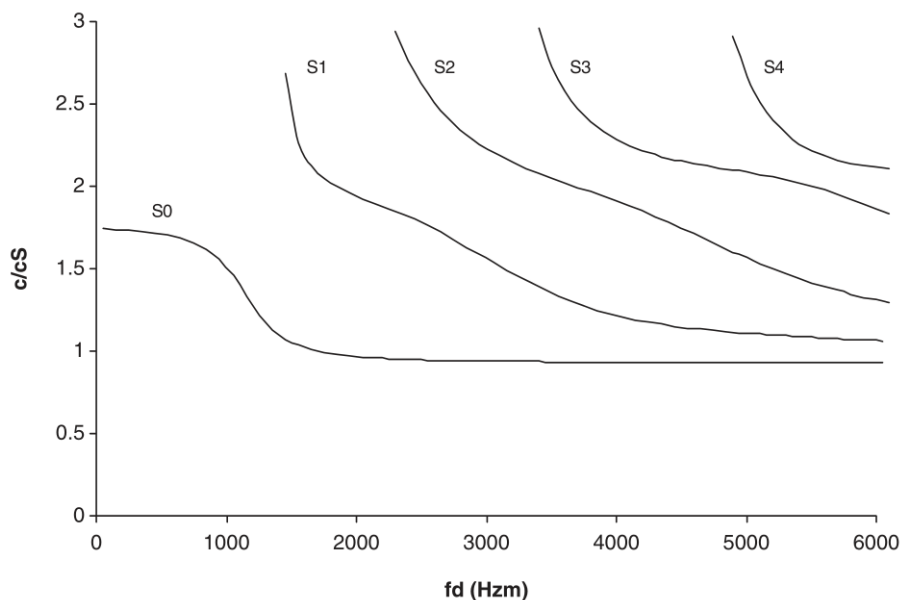


Figura 2.6: Curve di dispersione per i modi simmetrici per una lastra di alluminio nelle cui ordinate è presente la velocità d'onda normalizzata rispetto alla velocità dell'onda trasversale [15].

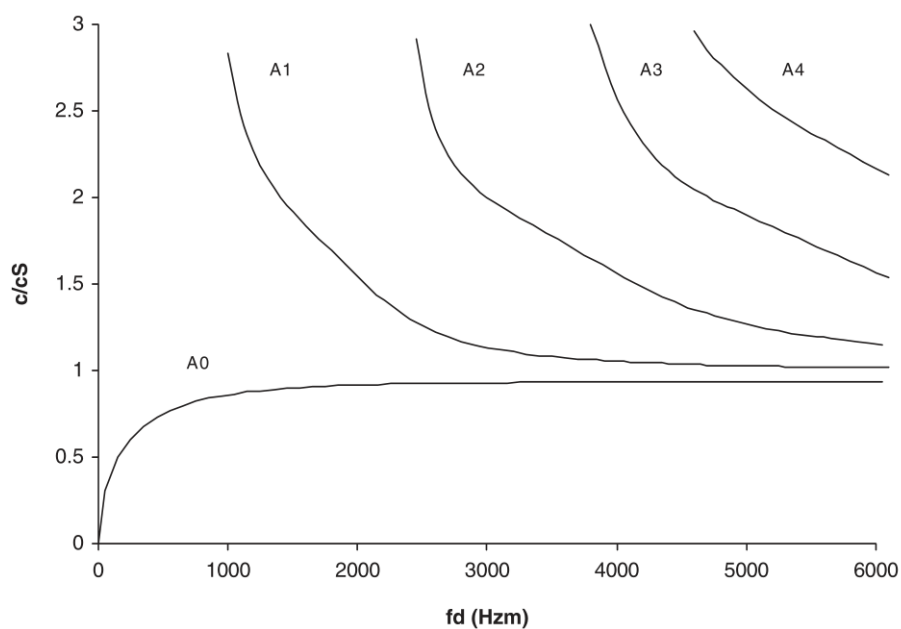


Figura 2.7: Curve di dispersione per i modi asimmetrici per una lastra di alluminio nelle cui ordinate è presente la velocità d'onda normalizzata rispetto alla velocità dell'onda trasversale [15].

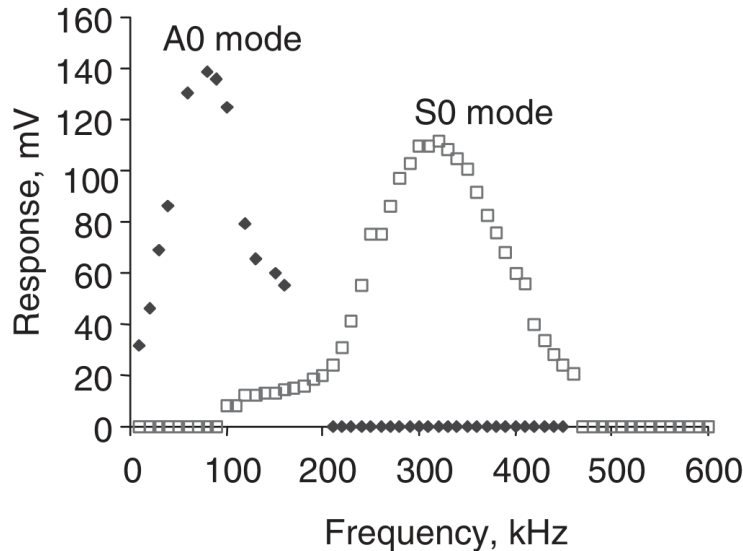


Figura 2.8: Conferma sperimentale dell’eccitazione dei modi mediante piezoelettrico per una lastra di alluminio spessa 1,6mm, in cui si può notare lo “sweet spot” a 300 kHz (punto in cui il solo modo S_0 viene eccitato) [15].

2.5 Il trasduttore piezoelettrico

Come già accennato nei precedenti paragrafi del capitolo, il motivo per cui vengono condotti esperimenti e studi nel campo delle onde ultrasoniche guidate è dovuto fondamentalmente ai limiti che seguono dai sistemi di controllo classici, come l’impossibilità di poter eseguire un continuo monitoraggio, l’interferenza indiretta dei danni esistenti, ecc.

Lo scopo del monitoraggio attivo consiste nell’eccitazione delle onde di Lamb e ciò ha condotto all’identificazione di alcuni trasduttori utili a tale scopo, dei quali nel seguito sono riportati i principali vantaggi e svantaggi.

Trasduttore wafer piezoelettrico Può eccitare e rilevare le onde grazie al contatto con la superficie. Presenta un’ampia gamma di frequenze a cui è sensibile, ha consumi di potenza bassi, costi quasi irrisori e volume contenuto. Ciò li rende quindi molto vantaggiosi nella costruzione di reti di sensori.

Il segnale eccitato presenta più modi d’onda e questo può portare a una più difficile interpretazione dei risultati. Il trasduttore può anche presentare isteresi e non linearità in seguito ad ampi sforzi o tensioni.

Sonda ultrasonica Grazie all’alta precisione e controllo, consente di eccitare un particolare modo d’onda. Questo comporta un segnale più semplice da

interpretare.

Se utilizzata a contatto con la superficie da sondare, l'efficienza dell'eccitazione cala. Nonostante esistano anche sonde senza contatto, queste hanno una bassa precisione. Inoltre hanno costi e dimensioni non trascurabili.

Sonda ultrasonica laser Capta ed eccita onde senza la necessità del contatto con la superficie. Vantaggiosa per materiali con geometrie irregolari e complesse.

Hanno i simili inconvenienti delle sonde ultrasoniche precedenti.

Trasduttore interdigitato Permette la propagazione in determinate direzioni e può generare lunghezze d'onda di vari tipi. Ciò si traduce in maggiore semplicità ed efficienza rispetto ai trasduttori piezoelettrici.

Se utilizzati come attuatori, possono operare soltanto a valori di frequenza bassi.

2.5.1 Piezoelettricità

I cristalli il cui reticolo cristallino è asimmetrico possiedono la proprietà di piezoelettricità.

L'effetto può manifestarsi in due modi distinti. Il primo sotto forma di effetto piezoelettrico diretto (DPE⁶) in cui il materiale sottoposto a stress meccanico, quindi a deformazione, genera tra facce opposte una differenza di potenziale. Il secondo effetto avviene nella maniera contraria alla prima ed è denominato effetto piezoelettrico inverso (IPE⁷) nel quale, se il cristallo è sottoposto a un campo elettrico, esso si deforma [22].

Il materiale piezoelettrico più utilizzato in elettronica è il cristallo di quarzo, nel quale la frequenza di risonanza è inversamente proporzionale allo spessore della lamina [23].

Per eccitare le onde di Lamb vengono invece utilizzati materiali piezoceramici, tra i quali il titanato di bario e il titanato zirconato di piombo (PZT⁸). Tali materiali sono fermamente saldati alla struttura attraverso un collante, possono essere montati in grandi quantità e non hanno risonanza. Ciò li rende vantaggiosi per la loro capacità di essere sintonizzati per l'eccitazione di particolari modi d'onda [24]. Inoltre, grazie alla loro importante proprietà di piezoelettricità, è doveroso rimarcare il fatto che possono essere utilizzati sia come trasmettitori sia come ricevitori di modi delle onde di Lamb.

⁶Direct piezoelectric effect.

⁷Inverse piezoelectric effect.

⁸Piezoelectric lead zirconate titanate.

Capitolo 3

Comunicazione TR-PPM

Sulla base di quanto è stato introdotto nel capitolo 2, in questo nuovo capitolo verrà illustrata una possibile procedura per comunicazioni ultrasoniche, mediante onde di Lamb, sfruttando la tecnica “time-reversal” abbinata alla modulazione a posizione d’impulso.

3.1 Tecniche e problematiche nella comunicazione

Esistono molteplici scenari nei quali si sfruttano metodi di comunicazione MISO (*multiple-input single-output*) e MIMO (*multiple-input multiple-output*).

All’interno di questo paragrafo verrà esposta una possibile tecnica di comunicazione MISO e i vantaggi che emergono dal suo utilizzo.

Prima di presentare, nel paragrafo 3.1.2, la tecnica del “time-reversal”, verrà esposta una importante problematica, ovvero l’interferenza intersimbolo, che ha luogo nei canali di comunicazione in generale (all’interno del paragrafo 3.1.1).

Al paragrafo 3.3 è esposto il funzionamento della comunicazione tra nodi sensori che sfrutta la modulazione PPM.

3.1.1 Interferenza ISI

Tipicamente, i canali di trasmissione sono affetti da non linearità. Un risultato è l’interferenza intersimbolo (ISI, *intersymbol interference*), un fenomeno che deteriora l’affidabilità della trasmissione [31, 32].

Propagazione su percorsi multipli Una causa di questo tipo di interferenza è la suddivisione in percorsi multipli del segnale dovuta principalmente

alla riflessione e rifrazione di questo, durante il cammino di propagazione nel materiale.

Quindi, con la trasmissione di un treno di impulsi rettangolari, il segnale ricevuto sarà ottenuto dalla sovrapposizione di tutti i segnali viaggianti nei vari cammini, giunti al ricevitore in tempi diversi. Ciò avviene sotto forma di allargamento degli impulsi iniziali producendo interferenza tra simboli adiacenti. In altri termini, la coda iniziale del generico impulso rettangolare della sequenza interferisce con quello che lo precede, mentre la parte di coda finale con quello successivo.

Banda limitata del canale Il canale su cui si propaga il segnale è a banda limitata, con maggiore attenuazione a certe frequenze. L'effetto è quello di deformazione del segnale originario. Oltre a questo effetto, il canale spesso ne distorce anche la fase. Da qui l'importanza della scelta dell'eccitazione dei modi di propagazione (trattata nel paragrafo 2.4.2).

Le problematiche relative alla banda limitata e ai percorsi multipli divengono tanto più evidenti al crescere della velocità di trasmissione dei simboli. Infatti, per frequenze più elevate, la distanza che intercorre tra due impulsi adiacenti cala e l'allargamento di questi causa un fenomeno sempre meno trascurabile.

3.1.2 Metodo TR

La tecnica presentata in questa sottosezione è basata sulle proprietà delle onde, siano queste meccaniche o elettromagnetiche.

Le equazioni delle onde per i modi simmetrici e antisimmetrici (si rimanda alle equazioni 2.10 e 2.11) presentate nel paragrafo 2.4, comportano identiche soluzioni sia per $\phi(x, y, z, t)$, $\psi(x, y, z, t)$ che per $\phi(x, y, z, -t)$, $\psi(x, y, z, -t)$. In altre parole, se la funzione nel tempo t è soluzione dell'equazione, lo è anche la sua versione tempo ribaltata $-t$. Quindi, per ogni onda che di allontana dalla sua sorgente ne esiste una identica ma ribaltata nel tempo in grado di ripercorrere lo stesso tracciato verso la stessa sorgente [25].

L'importanza che riveste questo risultato è data dal fatto che risulta valido anche in presenza di percorsi multipli nella propagazione del segnale, senza la necessità di dover conoscere a priori la funzione di risposta impulsiva del canale su cui viaggia l'informazione. La conseguenza è che il metodo TR (*time-reversal*, letteralmente ribaltamento temporale), per poter effettuare correttamente la comunicazione, necessita della proprietà di reciprocità del canale (vale a dire che il percorso è lo stesso in entrambe le direzioni di percorrenza). Questa è valida in un mezzo di propagazione statico, che non è sottoposto a continue variazioni dinamiche. D'altra parte è proprio questa proprietà che,

qualora il materiale subisse un danno, permetterebbe al ricevitore di riconoscere la presenza di un problema, poiché cambierebbe la risposta all'impulso del canale.

Si supponga di prendere in esame una configurazione di comunicazione consistente in un trasmettitore A in una certa locazione spaziale e dei ricevitori B_i in altri punti distinti (la fig. 3.8 è utile per dare un quadro generale della situazione). In primo luogo, A trasmette un segnale verso i B_i , i quali sono in fase di ascolto e registrazione. Il segnale arriverà prima ai sensori più vicini ad A , poi a quelli più lontani. A questo punto i B_i divengono trasmettitori mentre A commuta il funzionamento come ricevitore. I B_i eseguono in loco il compito di ribaltare il segnale e questa operazione, a seguito della ritrasmissione dei B_i , permette di fare in modo che i trasduttori B_i più vicini ad A inviino il segnale in ritardo rispetto a quelli più lontani. Si evidenzia l'assenza della necessità di conoscere i punti in cui sono locati A e i B_i [26].

Il TR possiede due proprietà che lo rendono ottimo anche negli scenari di comunicazione con molteplice diffusione (*scatter*) del segnale [27].

La prima è la focalizzazione temporale: se il segnale inizialmente trasmesso consiste in un impulso, quello ricevuto contiene tutti i riflessi e rifrazioni raccolti lungo il cammino di propagazione (capace quindi di fornire una stima della risposta del canale). Se quest'ultimo viene ribaltato in tempo e ritrasmesso, verrà ricevuto nuovamente sotto forma di impulso. Come si può dedurre, questa proprietà è capace di diminuire in modo sostanziale l'effetto dell'ISI (paragrafo 3.1.1 per approfondimenti).

La seconda è la focalizzazione spaziale: la possibilità di ritrasmettere il segnale tempo ribaltato per riottenere l'impulso inizialmente trasmesso, è possibile soltanto nel punto in cui è localizzato il ricevitore originario (il quale prima era il trasmettitore che aveva inviato l'impulso). Grazie a questa proprietà si può estendere la comunicazione ai sistemi MIMO e SIMO (*single-input multiple-output*). È oltremodo necessario evidenziare che questa caratteristica implementa la massimizzazione di potenza al ricevitore di interesse, minimizzando le perdite verso altri punti, quindi riducendo l'interferenza inter-utente (IUI, *interuser interference*) e migliorando la sicurezza della comunicazione (eventuali ascoltatori non voluti non sono in grado di recepire il segnale inviato) [28].

Queste virtù proprie del TR permettono assieme di ottenere la convergenza dell'informazione nello spazio e nel tempo verso il punto di interesse.

3.1.3 Modulazione PPM

Il motivo per cui la comunicazione, che viene instaurata tra il trasmettitore e il ricevitore, avviene principalmente mediante la comunicazione di impulsi è

stato esposto nel paragrafo 2.2.3.

È utile, a tale scopo, presentare le due modulazioni che più si prestano all'utilizzo di impulsi per codificare i bit (si veda anche fig. 3.1): OOK (*on-off-keying*) e PPM (*pulse position modulation*) [29].

Lo schema di modulazione OOK si basa sulla presenza (caso di bit 1) o nell'assenza (bit 0) dell'impulso. La demodulazione del segnale ricevuto consiste quindi nel confronto dell'energia contenuta all'interno di uno slot temporale rispetto a una soglia scelta accuratamente.

La tecnica PPM è invece basata, come può suggerire il nome, sul diverso collocamento dell'impulso per codificare il bit 0 oppure 1. La demodulazione consiste semplicemente nell'identificazione dello slot temporale a maggiore energia.

Il vantaggio principale della modulazione PPM è conseguenza del fatto che non occorra la scelta di una soglia adeguata per recuperare i bit di informazione dalle energie. Ciò rende più semplice il design del ricevitore.

Gli svantaggi nell'adottare una PPM sono lo sfruttamento di due slot temporali (invece di uno solo come avviene nella OOK) con conseguente minore frequenza di trasmissione dei dati da un lato e il possesso, a parità di potenza in fase di trasmissione, della metà dell'energia dall'altro. Il secondo motivo deriva dal fatto che la OOK invia un impulso solo con bit 1, mentre la PPM non pone tale distinzione. Quindi lo schema PPM è più suscettibile a errori nella trasmissione.

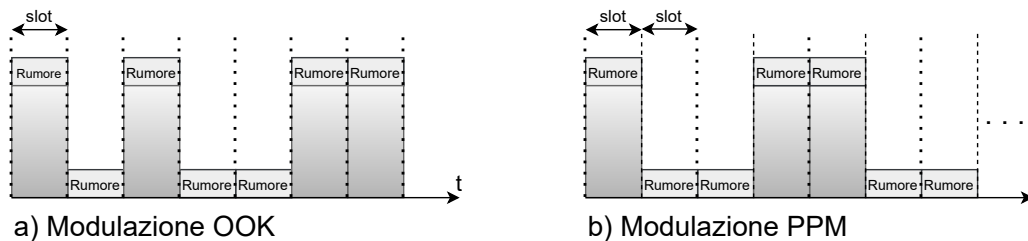


Figura 3.1: Confronto tra le due modulazioni: data la sequenza binaria 1010011 si può notare che, nel caso OOK è richiesto un solo slot per ogni bit, mentre nella PPM occorrono 2 slot per bit (il primo slot è occupato in caso di un 1, il secondo se 0). Si noti inoltre che, con lo stesso numero e grandezza degli slot della OOK, la tecnica PPM mostra solo l'inizio della sequenza 101.

La modulazione PPM è utilizzata per trasmettere informazioni tramite onde guidate ed è vantaggiosa in termini di scarsa sensibilità ai percorsi multipli dati dalla propagazione, oltre che per la semplicità dal punto di vista dell'hardware [30]. La generazione dell'informazione all'interno del generico slot

temporale k può essere scritto come

$$x_k(t) = \varphi(t - kT_{slot}) \quad (3.1)$$

dove $k = \frac{(-1)^b}{2}$, $b \in \{0, 1\}$, T_{slot} ampiezza temporale dello slot e $\varphi(t)$ una funzione impulsiva.

Nel caso di un bit 1 la traslazione è verso sinistra, viceversa per uno 0 (in fig. 3.1 è presente un esempio coerente con questa descrizione).

La trattazione sulla PPM fin qui documentata è al solo scopo di introdurre questo tipo di modulazione. In realtà, la traslazione temporale può essere differenziata in varie casistiche in base all'applicazione. Infatti, nella tecnica presentata al paragrafo 3.3, lo spostamento nel tempo con un bit 0 sarà nullo mentre con bit 1 sarà Δ (quantità definita sperimentalmente). In particolare si rimanda alla formula 3.23 per quel caso specifico.

3.1.4 Indice di danno

Per constatare la presenza di un danno nella struttura, è possibile procedere in modi diversi.

Il primo metodo consiste nell'analisi di un materiale di riferimento, sul quale si studiano le prestazioni della comunicazione in assenza di danni. Una volta che sono state identificate le frequenze di trasmissione che comportano una propagazione con un livello di errori limitato, è possibile comprendere se nel materiale da monitorare ci siano peggioramenti nella comunicazione tali da poter indicare l'effettiva nascita di un danno.

Alternativamente, per il caso specifico del "time-reversal", si esamina l'indice di danno (DI, *damage index*), per il quale ne sono state sviluppate svariate versioni più o meno sensibili ai danni. Esso si riconduce al confronto tra il segnale noto desiderato e quello ricevuto effettivo, a seguito di un'opportuna normalizzazione. Lo scostamento tra i due, calcolabile con un semplice rapporto e con una apposita soglia, può essere sfruttato per identificare la comparsa di un danneggiamento.

3.2 Segnali utilizzati nelle comunicazioni ultrasoniche

A seguito dei limiti di banda introdotti dai sistemi per comunicazioni ultrasoniche, è importante scegliere i segnali da comunicare tra ricevitori e trasmettitori in modo da ottenere buone prestazioni in termini di SNR, di risoluzione temporale e risposta in frequenza. Inoltre, per contenere i costi dell'hardware,

è doveroso selezionare dei segnali semplici ma al contempo efficaci ai fini di un corretto rilevamento dei danni.

I principali segnali esposti in questo paragrafo sono l'impulso gaussiano, rettangolare e la *chirp*. Altri segnali vengono aggiunti a questi come l'impulso triangolare e il dente di sega.

3.2.1 Chirp, pseudo-chirp e compressione d'impulso

Il segnale *chirp* sinusoidale è un segnale caratterizzato da una variazione di frequenza nel tempo, quindi da una modulazione in frequenza. Se la variazione avviene verso frequenze crescenti è detta *up-chirp*, se procede a frequenze decrescenti è *down-chirp* [33].

Tale segnale è utilizzato prevalentemente nelle applicazioni sonar, radar e laser.

Si può definire questo tipo di segnale come $x_s(t) = A \sin(\phi(t))$ con A ampiezza e $\phi(t)$ funzione di fase non lineare nel tempo. Si definisce con $\omega_{inst}(t) = \frac{d\phi(t)}{dt}$ la pulsazione istantanea, mentre con $f_{inst}(t) = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{d\phi(t)}{dt} \right) = \frac{\omega_{inst}(t)}{2\pi}$ la frequenza istantanea.

La modulazione non lineare della frequenza permette allo spettro del segnale trasmesso di essere modellato in maniera prevedibile. Come verrà illustrato in un capoverso di questo paragrafo, la *chirp* viene sfruttata in concomitanza al filtro adattato per poter rilevare efficacemente gli arrivi dell'informazione, anche se questi sono immersi nel rumore Gaussiano bianco. Infatti, questo segnale possiede un quantitativo superiore di energia rispetto ai segnali di tipo impulsivo e ciò permette una migliore identificazione dei segnali più deboli.

Chirp lineare Si parla di *chirp* lineare quando la frequenza istantanea è funzione lineare del tempo: $f_{inst}(t) = f_0 \pm \frac{\Delta f}{T}t$ con $\Delta f = f_1 - f_0$, dove f_0 è la frequenza iniziale al tempo $t = 0$, f_1 è la frequenza finale della variazione e T il tempo per passare da f_0 a f_1 . Il segno “+” vale con *up-chirp* (si veda la fig. 3.2), viceversa il segno “-” con *down-chirp*.

In questo caso specifico, posta ϕ_0 la fase iniziale, la funzione di fase può essere riscritta come:

$$\begin{aligned} \phi(t) &= \phi_0 + 2\pi \int_0^t f_{inst}(\tau) d\tau \\ &= \phi_0 + 2\pi \int_0^t \left(f_0 \pm \frac{\Delta f}{T} \tau \right) d\tau \\ &= \phi_0 + 2\pi \left(f_0 t \pm \frac{\Delta f}{2T} t^2 \right) \end{aligned} \quad (3.2)$$

Il segnale relativo alla *chirp* può essere quindi riscritto come

$$x_s(t) = A \sin \left[\phi_0 + 2\pi \left(f_0 t \pm \frac{\Delta f}{2T} t^2 \right) \right] \text{rect}_T(t) \quad (3.3)$$

L'impulso rettangolare serve per limitare la *chirp* nell'esclusivo intervallo in cui effettua la variazione in frequenza, cosicché per $|t| > T/2$ sia nulla.

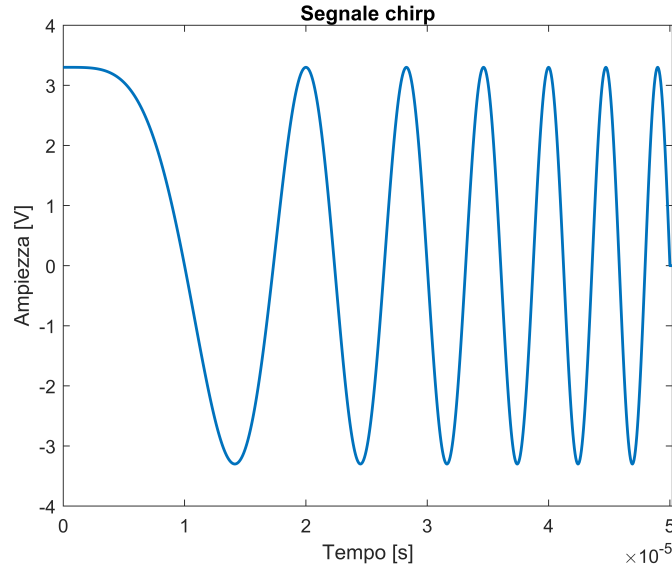


Figura 3.2: Grafico del segnale *chirp* con valore picco-picco $2A = 6,6 \text{ V}$ e durata $50 \mu\text{s}$. Da notare il cambiamento in frequenza con punto iniziale a 0 Hz e finale di 250 kHz .

Chirp esponenziale Questa variante prevede invece una variazione esponenziale della frequenza istantanea: $f_{inst}(t) = f_0 k^t$.

Con le stesse definizioni del paragrafo precedente per f_0 , si può ricavare

$$\begin{aligned} \phi(t) &= \phi_0 + 2\pi \int_0^t f_{inst}(\tau) d\tau \\ &= \phi_0 + 2\pi f_0 \int_0^t k^\tau d\tau \\ &= \phi_0 + 2\pi f_0 \left(\frac{k^t - 1}{\ln(k)} \right) \end{aligned} \quad (3.4)$$

Quindi il segnale è esprimibile come

$$x_s(t) = A \sin \left[\phi_0 + 2\pi f_0 \left(\frac{k^t - 1}{\ln(k)} \right) \right] \text{rect}_T(t) \quad (3.5)$$

Pseudochirp Si consideri la *chirp* lineare sinusoidale (o anche esponenziale) ricavata precedentemente. Questo segnale non prevede la variazione dell'ampiezza di picco, bensì le variazioni avvengono nel contenuto della fase [34].

È infatti possibile sfruttare una versione modificata del segnale *chirp* $x_s(t)$, chiamata *pseudochirp* $x_r(t)$, che risulta anche semplice da generare elettronicamente poiché simile a un treno di impulsi rettangolari (un esempio è esposto in fig. 3.3).

Si rivela sufficiente eseguire una operazione di soglia in modo tale che

$$x_r(t) = A \operatorname{sign}[x_s(t)] \quad \text{con} \quad \operatorname{sign}(x_s) = \begin{cases} 1, & \text{per } x_s > 0 \\ 0, & \text{per } x_s = 0 \\ -1, & \text{per } x_s < 0 \end{cases} \quad (3.6)$$

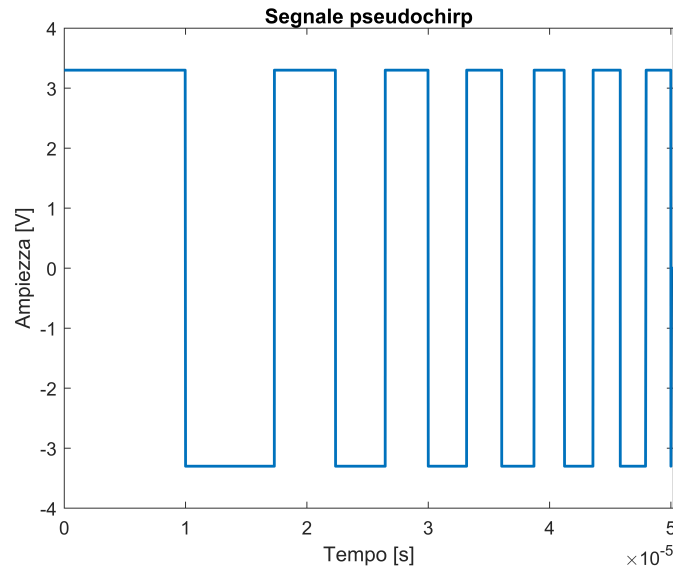


Figura 3.3: Grafico del segnale *pseudochirp* ottenuto dal precedente in fig. 3.2.

Poiché, però, il valore a frequenza nulla non può essere trasmesso nei trasduttori per applicazioni ultrasoniche a causa del loro comportamento passa-banda, si può rielaborare la *pseudochirp* per avere solamente valori binari:

$$x_r(t) = A/2 [1 + \operatorname{sign}(x_s(t))] \quad \text{con} \quad \operatorname{sign}(x_s) = \begin{cases} 1, & \text{per } x_s > 0 \\ 0, & \text{per } x_s = 0 \\ -1, & \text{per } x_s < 0 \end{cases} \quad (3.7)$$

Si può stimare la differenza rispetto alla *chirp* sinusoidale facendo una comparazione tra spettri.

Il primo spettro, se $x_s(t)$ viene approssimato a una sinusoidale che oscilla a frequenza f_0 , possiede la sola armonica fondamentale a f_0 con ampiezza A .

Con una approssimazione d'onda quadra per $x_r(t)$, si ottiene uno spettro con sole armoniche dispari dove la prima armonica a frequenza f_0 ha ampiezza $4A/\pi$ (si trascurano le armoniche superiori perché fortemente attenuate dai limiti di banda dei trasduttori).

L'effetto è quello di ottenere un'ampiezza maggiore degli echi ricevuti.

Compressione d'impulso Il motivo che rende il segnale *chirp* molto utile nella comunicazione ultrasonica è dovuto alla possibilità di ottenere buona risoluzione temporale, senza dover perdere segnale utile nel rapporto SNR.

Si consideri l'equazione 3.3, la cui durata è limitata nell'intervallo temporale T . Il segnale può essere rappresentato anche nella forma seguente [10]

$$x_s(t) = \begin{cases} Ae^{j2\pi(f_0 + \frac{\Delta f}{2T}t)t}, & \text{per } |t| < T/2 \\ 0, & \text{altrimenti} \end{cases} \quad (3.8)$$

Questo segnale può essere portato al filtro adattato dopo la sua trasmissione.

Trascurando l'attenuazione K , il rumore $n(t)$ e il ritardo di propagazione t_r , si ottiene quindi la correlazione alla sua uscita

$$\hat{s}(t) = \int_0^\infty x_s^*(\tau)x_s(t + \tau)d\tau = A^2T\Lambda\left(\frac{t}{T}\right)\text{sinc}\left(\Delta ft\Lambda\left(\frac{t}{T}\right)\right)e^{j2\pi f_0 t} \quad (3.9)$$

La funzione Λ è di tipo triangolare, con un massimo della correlazione (ora diventata autocorrelazione) in corrispondenza dello 0.

Inoltre il punto temporale a -3 dB del seno cardinale è circa $T' = 1/\Delta f$. Dopo il filtro adattato, il risultato ottenuto sembra mostrare che la risoluzione sia dovuta a un segnale equivalente con una risoluzione T' invece che con T , dove $T > T'$ tipicamente.

Quindi, la metà della distanza di andata e ritorno del segnale è $\frac{1}{2}cT'$ con c velocità dell'onda.

Il motivo per il quale si ha anche un miglioramento del rapporto SNR segue dal fatto che l'energia si conserva. Perciò, se si indica con P la potenza del segnale prima della compressione e P' la potenza del segnale dopo la compressione, segue $PT = P'T'$ cioè $P' = PT/T'$.

La compressione dell'impulso trasferisce un quantitativo maggiore di potenza in un tempo inferiore, quindi la potenza P' risulta maggiore di P , portando

beneficio al SNR. Infatti, anche in presenza di rumore in quantità tale da nascondere il segnale *chirp*, la correlazione permette di recuperare il segnale grazie alla compressione dell'impulso.

3.2.2 Impulso gaussiano modulato

Questo segnale rientra nei segnali impulsivi sfruttati per la comunicazione ultrasonica. Il vantaggio dell'utilizzare degli impulsi invece di segnali continui deriva dal fatto che rende i sistemi che li generano più semplici ed economici [35].

L'impulso Gaussiano puro può essere espresso come

$$x_g(t) = Ae^{-t^2/2\sigma^2} \quad (3.10)$$

dove σ è la deviazione standard temporale dell'impulso. L'ampiezza nel tempo è invece $t_p = 2\pi\sigma$.

La gaussiana presenta l'importante proprietà di minimizzare il prodotto durata temporale - larghezza di banda in frequenza. Essa però contiene la componente a frequenza nulla (che non viene trasmessa) e non permette un buon controllo dello spettro perché passa basso.

Per garantire una migliore controllabilità si utilizza l'impulso gaussiano modulato (fig. 3.4), il quale ha la forma seguente

$$x_g(t) = Ae^{-t^2/2\sigma^2} \cos(2\pi f_c t) \quad (3.11)$$

dove f_c è la frequenza centrale. Altri segnali di interesse derivati da quello gaussiano sono la derivata prima dell'impulso Gaussiano (*Gaussian monocycle*) e la sua derivata seconda (*Scholtz monocycle*) [36].

3.2.3 Impulso rettangolare

Una forma d'onda più semplice da sintetizzare via hardware rispetto all'impulso Gaussiano è l'impulso rettangolare (fig. 3.5), il quale non richiede la modellazione della forma del segnale.

Sia f_c la frequenza centrale e sia $T = 1/f_c$ la durata dell'impulso

$$x_{rect}(t) = A \operatorname{rect}\left(\frac{t}{T}\right) = \begin{cases} A, & \text{per } |t| \leq T/2 \\ 0, & \text{altrimenti} \end{cases} \quad (3.12)$$

Lo spettro del segnale è:

$$X_{rect}(f) = AT \operatorname{sinc}(fT) \quad (3.13)$$

in cui si può notare che, all'aumentare di T , quindi con impulso di durata maggiore, il contenuto in frequenza della funzione $X_{rect}(f)$ si concentra nella regione di spettro più bassa.

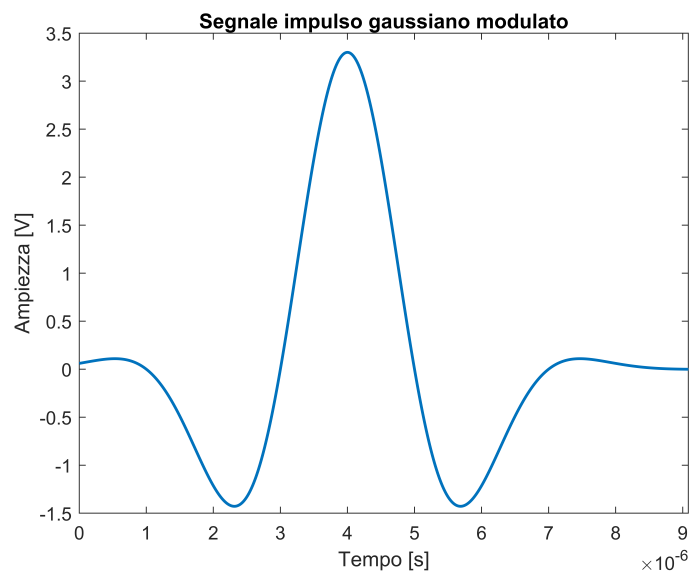


Figura 3.4: Grafico dell'impulso gaussiano modulato ad una frequenza centrale $f_c = 250 \text{ kHz}$, ampiezza massima $A = 3,3 \text{ V}$, centrata a un tempo pari a $4 \mu\text{s}$.

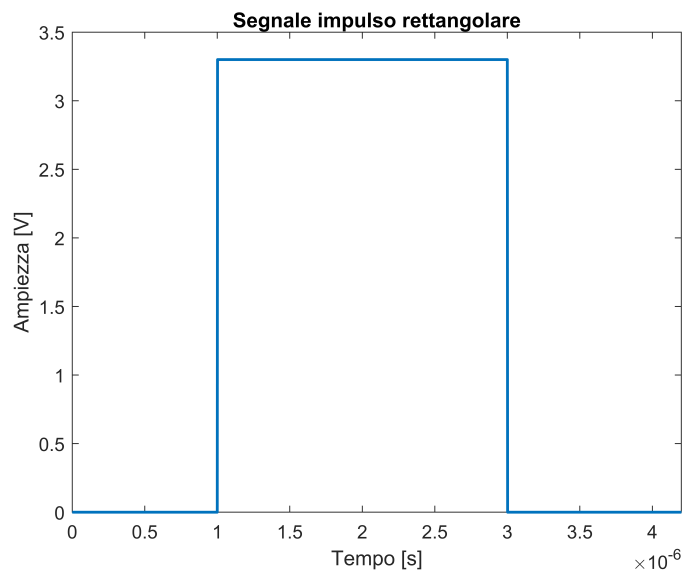


Figura 3.5: Grafico dell'impulso rettangolare con ampiezza $A = 3,3 \text{ V}$, centrato a $2 \mu\text{s}$ e con $T = 4 \mu\text{s}$, quindi $f_c = 250 \text{ kHz}$.

3.2.4 Impulso triangolare

Un altro segnale che può essere preso in considerazione per eccitare i modi di propagazione è l'impulso di tipo triangolare (presentato in fig. 3.6) che può essere definito nel modo seguente

$$x_{tri}(t) = \begin{cases} A \left(1 - \frac{2|t|}{T}\right), & \text{per } |t| \leq T/2 \\ 0, & \text{altrimenti} \end{cases} \quad (3.14)$$

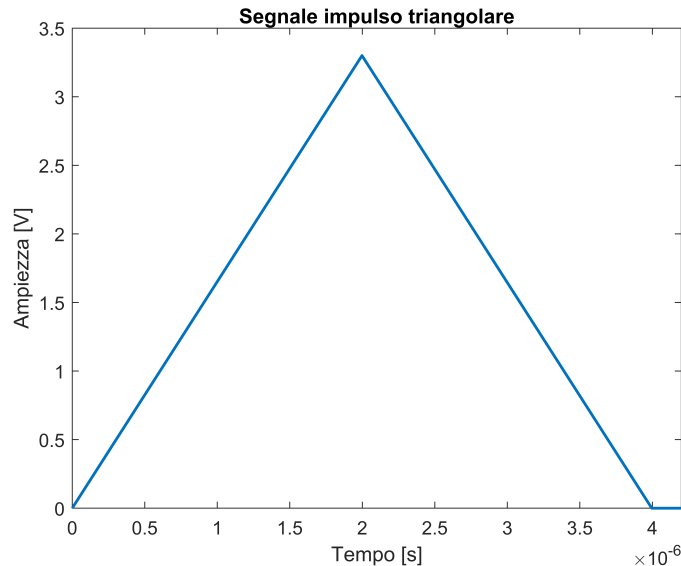


Figura 3.6: Grafico dell'impulso triangolare con ampiezza $A = 3,3 \text{ V}$, centrato a $2 \mu\text{s}$ e con $T = 4 \mu\text{s}$.

La sua trasformata di Fourier diviene

$$X_{tri}(f) = \frac{AT}{2} \text{sinc}^2 \left(\frac{fT}{2} \right) \quad (3.15)$$

dove, anche in questo caso, all'aumentare di T il contenuto armonico si localizza maggiormente alle basse frequenze.

3.2.5 Impulso a dente di sega

L'ultimo segnale preso in esame è l'impulso a dente di sega (o a rampa). Consiste in un'ampiezza crescente linearmente nel tempo e un esempio è raffigurato in fig. 3.7.

La funzione può essere espressa come

$$x_{saw}(t) = \begin{cases} \frac{At}{T}, & \text{per } |t| \leq T \\ 0, & \text{altrimenti} \end{cases} \quad (3.16)$$

Poiché l'impulso in questione è reale dispari, allora la trasformata sarà immaginaria dispari

$$X_{saw}(f) = \frac{A \operatorname{sinc}(fT)}{j2\pi f} e^{j\pi fT} - \frac{A}{j2\pi f} e^{j2\pi fT} \quad (3.17)$$

In particolare, come per tutti i segnali reali che ammettono trasformata, il modulo è pari mentre la fase è dispari. In altre parole la trasformata gode di simmetria hermitiana. Il comportamento è di tipo passa basso.

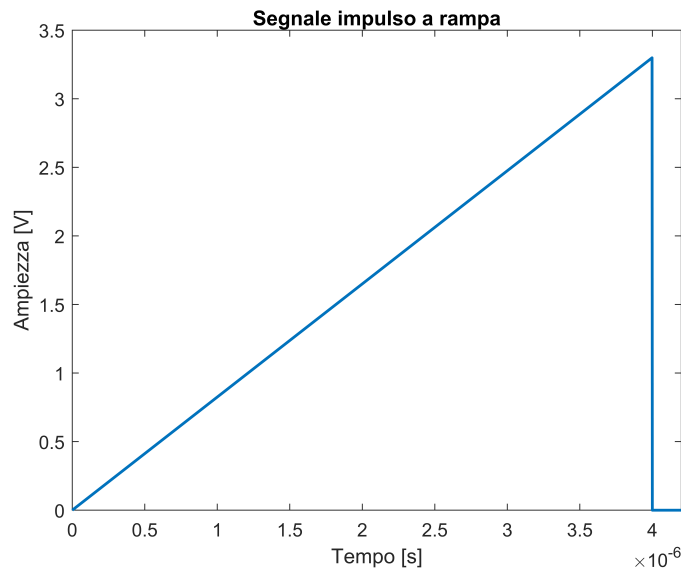


Figura 3.7: Grafico dell'impulso a dente di sega con ampiezza $A = 3,3$ V, centrato a $2 \mu s$ e con $T = 4 \mu s$.

3.3 Teoria sulla tecnica TR-PPM

Dopo aver introdotto la tecnica “time-reversal” e la modulazione PPM perché convenienti dal punto di vista della propagazione di onde dispersive, verrà di seguito riportata l'analisi teorica della tecnica di trasmissione TR-PPM (*time-reversal pulse position modulation*) nel caso di onde ultrasoniche,

in cui è la guida d'onda meccanica a fungere da veicolo dell'informazione da trasmettere.

Per semplicità, si suppone di considerare una configurazione MISO (*multiple-input single-output*) [37, 38].

Si consideri un array di trasduttori PZT montati su una struttura in modo che ve ne siano P da un lato (nominati B_i dove $i = 1, \dots, P$) e uno singolo A dall'altro, come in fig. 3.8.

Nella comunicazione tra l'elemento B_i e A , la risposta all'impulso del canale si può modellare come

$$h_i(t) = \sum_{j=0}^{L_i-1} \alpha_{ij} f_j(t - \tau_{ij}) \quad (3.18)$$

dove L_i denota il numero di percorsi di propagazione del canale $i \in [1, P]$, α_{ij} il guadagno del percorso j , τ_{ij} il ritardo di propagazione del percorso $j \in [0, L_i - 1]$ per il canale i . La funzione $f_j(t)$ rappresenta l'insieme delle risposte dei sensori PZT ricevitori, trasmettitori e del canale di propagazione considerato. Si pone, per semplicità della trattazione, l'ipotesi di risposta all'impulso ideale del canale, ovvero $f_j(t) = \delta(t)$ (con $\delta(t)$ la funzione delta di Dirac).

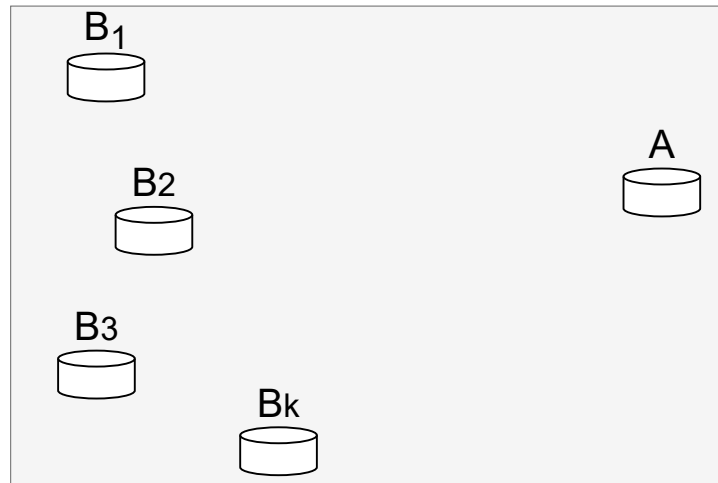


Figura 3.8: Configurazione, a titolo esemplificativo, del ricevitore A sulla destra e dei trasmettitori B_i allocati sulla sinistra. I trasduttori sono sistemati sopra alla superficie di un materiale generico, come l'alluminio o il carbonio.

Trasmissione del segnale pilota ($A \rightarrow B$) Dopo aver individuato un segnale elastico pilota $g(t)$ di durata T_p , che può essere uno tra quelli esposti

nel paragrafo 3.2, questo viene trasmesso dal ricevitore A (che in questa fase si comporta da emettitore) verso la schiera B_i , i quali sono costantemente in ascolto (si veda fig. 3.8).

Il segnale ricevuto al canale i può essere espresso come

$$y_i(t) = g(t) * h_i(t) \quad (3.19)$$

dove $h_i(t)$ è la risposta all'impulso del canale. È stato trascurato il rumore introdotto dal canale e dai sensori.

Elaborazione del segnale (B) Il segnale $y_i(t)$ viene registrato da ogni elemento della schiera B_i e viene elaborato in modo che subisca ribaltamento nel tempo (*time-reversal*), ottenendo un nuovo segnale

$$s_i(t) = \gamma_i y_i(T_0 - t) = \gamma_i g(T_0 - t) * h_i(T_0 - t), \quad 0 \leq t \leq T_0 \quad (3.20)$$

con γ_i il fattore di normalizzazione dell'energia e $T_0 = \max\{\tau_{ij}\}$ il massimo ritardo temporale tra tutti i canali.

Il coefficiente γ_i è scelto tale per cui il nuovo segnale da ritrasmettere $s_i(t)$ abbia lo stesso contenuto energetico (per ogni bit) di quello pilota $g(t)$ trasmesso inizialmente:

$$\gamma_i = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty} |g(t)|^2}{\int_{-\infty}^{\infty} |y_i(t)|^2}} \quad (3.21)$$

Creazione del preambolo (B) La principale difficoltà risiede nella sincronizzazione tra i trasmettitori e il ricevitore. A tale scopo si sfrutta un preambolo che consiste in repliche di $s_i(t)$ traslate nel tempo con T_s durata del tempo di simbolo (ovvero l'inverso della *data rate* $B_g = 1/T_s$) per un bit trasmesso e N_{pre} il numero di bit del preambolo trasmessi.

$$s_p^{(i)}(t) = \sum_{n=0}^{N_{pre}-1} s_i(t - nT_s) = \sum_{n=0}^{N_{pre}-1} \gamma_i y_i(T_0 - t + nT_s), \quad 0 \leq t \leq N_{pre}T_s \quad (3.22)$$

Creazione dei simboli da trasmettere (B) I simboli che seguono il preambolo sono creati alla stessa maniera ma sono modulati PPM. Questo significa che viene definita Δ la traslazione temporale aggiuntiva da imporre nel caso di un bit 1, mentre nel caso di uno 0 non vi è alcuna traslazione. Per una corretta ricostruzione dei bit deve essere $\Delta \geq T_p$ [39].

Ciò si traduce nella forma seguente

$$s_d^{(i)}(t) = \sum_{j=0}^{N_{bit}-1} \gamma_i y_i(T_0 - t + jN_{pul}T_s + a_j\Delta), \quad t > N_{pre}T_s + T_{guard} \quad (3.23)$$

in cui T_{guard} è il tempo di guardia (scelto con cura), $a_j \in \{0, 1\}$ sono i bit di informazione, N_{bit} è il numero totale di bit da trasmettere nel pacchetto e N_{pul} è il numero di impulsi per bit.

In altre parole, questa formula è valida per un tempo strettamente maggiore di $N_{pre}T_s$ per evitare sovrapposizioni con i simboli del preambolo, più un termine T_{guard} che garantisce l'assenza di interferenza dell'informazione (infatti, se T_{guard} è scelto troppo piccolo, può accadere che la coda del preambolo si incroci con i primi bit, corrompendone il valore energetico).

Inoltre, ogni bit viene ripetuto N_{pul} volte, quindi se la sequenza binaria da trasmettere è del tipo $a = (\dots, a_0, a_1, \dots, a_k, a_{k+1}, \dots)$, il risultato della ripetizione è una nuova sequenza binaria [40]:

$$b = (\dots, a_0, a_0, \dots, a_0, a_1, a_1, \dots, a_1, \dots, a_k, a_k, \dots, a_k, a_{k+1}, a_{k+1}, \dots, a_{k+1}, \dots) \\ = (\dots, b_0, b_1, \dots, b_k, b_{k+1}, \dots).$$

In seguito si considererà soltanto $N_{pul} = 1$ per mantenere limitato il numero di simboli trasmessi. Infatti, non è necessario inviare una quantità elevata di bit d'informazione, proprio perché i pacchetti inviati, i quali possono contenere nel dettaglio l'indice di danno (introdotto nel paragrafo 3.1.4), sono per loro natura di dimensione contenuta.

Il codice Matlab relativo all'implementazione TR-PPM è esposto nel paragrafo dell'appendice A.1.

Trasmissione del preambolo ($B \rightarrow A$) e sincronismo In questo paragrafo si considera l'invio del solo preambolo $s_p^{(i)}(t)$. Le osservazioni su di esso sono le stesse che si possono fare riguardo al pacchetto di informazione, salvo il fatto che il preambolo serve esclusivamente per identificare il tempo di sincronismo.

Sia $r_p(t)$ il segnale del preambolo ricevuto da A e sia $u(t)$ un *template* noto ad A (ovvero un segnale o una sequenza di questi concordato in precedenza tra ricevitore e trasmettitore). Come già illustrato per il filtro adattato (vedere paragrafo 2.2), per migliorare il rapporto segnale - rumore si esegue un filtraggio tra il segnale noto e quello incognito al fine di rilevare il punto di sincronizzazione.

Questa fase è basata sullo sfruttamento del TR. Difatti, per ottenere buona focalizzazione temporale e spaziale, tutti i trasduttori B_i devono procedere contemporaneamente alla trasmissione del preambolo $s_p^{(i)}(t)$, diverso per ogni sensore, in modo tale da poter identificare a quale, tra questi, sia indirizzata l'informazione.

Grazie alla proprietà di reciprocità del canale, la risposta all'impulso da A verso B_i è la stessa da B_i verso A , quindi il preambolo ricevuto da A è:

$$\begin{aligned}
 r_p(t) &= \sum_{i=1}^P \sum_{n=0}^{N_{pre}-1} s_i(t - nT_s) * h_i(t) + n(t) \\
 &= \sum_{i=1}^P \sum_{n=0}^{N_{pre}-1} \gamma_i y_i(T_0 - t + nT_s) * h_i(t) + n(t) \\
 &= \sum_{i=1}^P \sum_{n=0}^{N_{pre}-1} \gamma_i g(T_0 - t + nT_s) * h_i(T_0 - t) * h_i(t) + n(t) \quad (3.24) \\
 &= \sum_{n=0}^{N_{pre}-1} g(T_0 - t + nT_s) * \left(\sum_{i=1}^P \gamma_i h_i(T_0 - t) * h_i(t) \right) + n(t) \\
 &= \sum_{n=0}^{N_{pre}-1} g(T_0 - t + nT_s) * R_{hh}(t) + n(t)
 \end{aligned}$$

in cui $R_{hh}(t) = \sum_{i=1}^P \gamma_i h_i(T_0 - t) * h_i(t) = \sum_{i=1}^P \gamma_i R_{h_i h_i}(t)$ è l'autocorrelazione aggregata del canale $h_i(t)$, interpretabile anche come canale equivalente per la schiera di B_i .

In particolare, supponendo risposta all'impulso del canale lineare e tempo-invariante (si rimanda all'equazione 3.18), si può scrivere:

$$\begin{aligned}
 R_{h_i h_i}(t) &= h_i(T_0 - t) * h_i(t) \\
 &= \sum_{j=0}^{L_i-1} \sum_{l=0}^{L_i-1} \alpha_{ij} \alpha_{il} \delta(T_0 - t - \tau_{ij}) \delta(t - \tau_{il}) \\
 &= \sum_{l=0}^{L_i-1} \alpha_{il}^2 \delta(T_0 - t) + \sum_{j=0}^{L_i-1} \sum_{l=0, l \neq j}^{L_i-1} \alpha_{ij} \alpha_{il} \delta [T_0 - t - (\tau_{ij} - \tau_{il})]
 \end{aligned}$$

L'effetto benefico della tecnica TR consiste nell'ottenimento della focalizzazione al ricevitore A . Quindi il problema della dispersione delle onde di Lamb viene sfruttato a vantaggio della reciprocità del canale, divenendo un'ottima soluzione ai percorsi multipli dati dalla propagazione.

Si noti che $R_{h_i h_i}(T_0) = \sum_{l=0}^{L_i-1} \alpha_{il}^2$ è l'energia totale della risposta all'impulso del canale, ovvero le energie dei L_i percorsi si sommano in modo costruttivo creando concentrazione intorno a $t = T_0$.

Il secondo termine di $R_{h_i h_i}(t)$ è invece l'interferenza intersimbolo che diventa importante al crescere della *data rate* B_g . Per bassi valori di B_g , il termine può essere trascurato (la cross - correlazione permette un maggior apporto di energia al primo termine) potendo quindi approssimare

$$R_{hh}(t) \approx P \gamma_i R_{h_i h_i}(t) \quad (3.25)$$

dove si nota che il guadagno in ampiezza del segnale ricevuto $r_p(t)$ è proporzionale al numero di elementi trasmettitori B_i .

Per rilevare il punto di sincronismo, dopo il quale il sistema può iniziare la demodulazione, si può scegliere $u(t) = \sum_{n=0}^{N_{pre}-1} g(t - nT_s)$ come *template* per il confronto nel filtro adattato in modo che, quando combaciano perfettamente, si rileva un picco nella correlazione $R_p(\tau)$:

$$\begin{aligned} R_p(\tau) &= \int_0^{N_{pre}T_s} r_p(t)u(t - \tau)dt \\ &= \int_0^{N_{pre}T_s} \left(\sum_{i=1}^P \sum_{n=0}^{N_{pre}-1} \gamma_i y_i(T_0 - t + nT_s) * h_i(t) + n(t) \right) u(t - \tau)dt \\ &= \int_0^{N_{pre}T_s} \left(\sum_{n=0}^{N_{pre}-1} g(T_0 - t + nT_s) * R_{hh}(t) + n(t) \right) u(t - \tau)dt \end{aligned}$$

Il tempo iniziale, per i simboli del preambolo, è identificato ricercando il picco della correlazione $R_p(\tau)$:

$$\hat{\tau}_0 = \underset{0 \leq \tau \leq N_{pre}T_s}{\operatorname{argmax}} \{R_p(\tau)\} \quad (3.26)$$

Determinato $\hat{\tau}_0$, il punto d'inizio della demodulazione sarà $t_0 = T_{guard} + \hat{\tau}_0$.

Demodulazione con detector di energia (A) In seguito al preambolo, vengono trasmessi i bit sotto forma di simboli modulati PPM $s_d^{(i)}(t)$, che ricevuti da A sono $r_d(t)$. Per identificare se il simbolo è un 1 o uno 0, ovvero per demodulare il segnale, si può sfruttare il demodulatore non coerente a rilevamento di energia. Il principio di funzionamento è semplice perché non richiede la conoscenza dei parametri del canale, bensì compara l'energia dei simboli per il bit 0 e 1, di conseguenza per ogni bit m ne confronta le energie che possono essere scritte come

$$E_{0,m} \triangleq \int_{-T_p/2}^{T_p/2} r_d^2(t - t_0 - mT_s)dt, \quad E_{1,m} \triangleq \int_{-T_p/2}^{T_p/2} r_d^2(t - t_0 - mT_s - \Delta)dt \quad (3.27)$$

Si ricordi che $r_d(t)$, grazie alla proprietà di reciprocità, è tornato ad essere composto da impulsi localizzati in un tempo molto breve, simili a quelli trasmessi inizialmente da A . Per questo motivo la finestra di integrazione è ampia T_p , come per il segnale pilota $g(t)$ (si può anche scegliere una frazione di T_p).

Un decisore confronta l'energia per il bit 0 E_0 e l'energia per il bit 1 E_1 con il criterio seguente

$$\begin{cases} \text{Bit } m - \text{esimo } 0 \text{ rilevato, se } E_{0,m} \geq E_{1,m} \\ \text{Bit } m - \text{esimo } 1 \text{ rilevato, se } E_{0,m} < E_{1,m} \end{cases}$$

La performance di questa tecnica può essere quindi valutata in termini di *bit error rate* (abbreviata BER, la formula corrispondente è la 4.1) al variare delle posizioni di A , B_i , al variare del materiale utilizzato per la propagazione, dei parametri di modulazione e del segnale pilota.

Una possibile implementazione è descritta nel paragrafo di appendice A.2.

3.3.1 Troncamento del segnale

Come già definita, sia T_p la durata del segnale pilota $g(t)$ inviato da A verso i B_i . Spesso il segnale ricevuto $y_i(t)$ ai B_i è molto più lungo nel tempo rispetto a $g(t)$, perché per avere il corretto funzionamento della tecnica basata su TR occorre la registrazione di tutti i percorsi multipli nel cammino tra il ricevitore e i trasmettitori.

Molte volte, per motivi legati a limitazioni di memoria, non è possibile registrare completamente le riflessioni e rifrazioni del segnale pilota e ciò porta a un troncamento di $y_i(t)$.

Per mantenere la coerenza nei simboli, T_0 denota ancora il $\max\{\tau_{ij}\}$, quindi è effettivamente il tempo che occorre per registrare tutti gli arrivi multipli.

Si definisce T'_0 la durata del segnale troncato e con $s'_i(t)$ il conseguente segnale derivato dal troncamento

$$s'_i(t) = \begin{cases} \gamma_i y_i(-t), & 0 \leq t < T'_0 \\ 0, & T'_0 \leq t < T_0 \end{cases}$$

La misura, in termini energetici, della quantità del troncamento è definibile con il rapporto

$$\rho_i = \frac{E_{s'}^{(i)}}{E_s^{(i)}} = \frac{\int_0^{T'_0} |s'_i(t)|^2 dt}{\int_0^{T_0} |s_i(t)|^2 dt}$$

con $0 \leq \rho_i \leq 1$.

Il risultato è l'ottenimento di onde che riescono ancora a mantenere la proprietà di focalizzazione verso il ricevitore, ma con ampiezza di picco ridotta rispetto al caso senza troncamento [41].

3.3.2 Quantizzazione

Per semplificare la generazione dei segnali, compatibilmente con le capacità dei trasmettitori ultrasonici e degli elaboratori elettronici, si eseguono apposite procedure di quantizzazione mediante la scelta di certe soglie, per ottenere un determinato numero di livelli N_{lev} del segnale [39]. In seguito, verranno esposte due possibili tecniche che si possono applicare, in fase di trasmissione, al segnale pilota $g(t)$, al preambolo $s_p^{(i)}(t)$ e ai simboli $s_d^{(i)}(t)$. Si rimanda all'appendice A.3 per i dettagli relativi all'implementazione.

Algoritmo basato sul valore massimo Questo primo algoritmo richiede il segnale da quantizzare, il numero di livelli N_{lev} e il coefficiente di ridimensionamento $\alpha \in [0, 1]$ che regola la sensibilità ai valori del segnale (se α è prossimo a 0 offre maggiore sensibilità ai valori più piccoli, viceversa se tende a 1).

Pertanto, un valore elevato di α , conduce a un minore grado di rassomiglianza tra il segnale prima e dopo la quantizzazione. Ciò infatti fa perdere i primi di arrivi del segnale, mantenendo invece gli arrivi successivi dovuti ai percorsi multipli.

Il segnale all'uscita del quantizzatore avrà perciò variazioni limitate su N_{lev} valori.

Lo pseudo codice dell'algoritmo citato è qui illustrato (i segnali su ogni calcolatore elettronico devono essere considerati come grandezze discrete nel tempo, motivo per il quale si useranno gli indici).

Algoritmo 1 Quantizzazione Max-based

Input: $s[n]$ (può essere $g(t)$ oppure $s_p^{(i)}(t)$, $s_d^{(i)}(t)$), N_{lev} dispari, $0 \leq \alpha \leq 1$

Variabili utilizzate: i_{max} indice relativo al massimo del segnale, V_{max} valore del segnale in i_{max} senza il modulo, ΔV scostamento tra le soglie, V_{th} vettore delle soglie, N_s il numero di campioni del segnale, i_{th} indice della minima differenza tra il campione n confrontato con tutto il vettore V_{th} .

```

1:  $i_{max} \leftarrow \operatorname{argmax}\{|s|\}$ 
2:  $V_{max} \leftarrow s[i_{max}]$ 
3:  $\Delta V \leftarrow 2\alpha \frac{V_{max}}{N_{lev} - 1}$ 
4: for  $i = 1 : N_{lev}$  do
5:    $V_{th}[i] \leftarrow V_{max} - (i - 1)\Delta V$ 
6: end for
7: for  $n = 1 : N_s$  do
8:    $i_{th} \leftarrow \operatorname{argmin}\{|s[n] - V_{th}|\}$ 
9:    $s_q[n] \leftarrow V_{th}[i_{th}]$ 
10: end for

```

Output: $s_q[n]$ (può essere $g_q(t)$ oppure $s_{pq}^{(i)}(t)$, $s_{dq}^{(i)}(t)$)

Algoritmo basato sulla PDF La variante, basata sulla PDF (*probability density function*), calcola l'istogramma ottenuto dividendo i valori del segnale di ingresso in $N_{lev} + 1$ limiti di contenitori con dimensione uniforme. Identificati tali contenitori, vengono estratte le soglie come punto a metà di

ognuno di questi (in tutto N_{lev}). Di conseguenza, l'algoritmo approssima il valore del segnale, nei punti nei quali ricade tra i due limiti del contenitore, al corrispondente valore di soglia mezzano.

L'algoritmo si può sintetizzare nello pseudo codice seguente.

Algoritmo 2 Quantizzazione PDF-based

Input: $s[n]$ (può essere $g(t)$ oppure $s_p^{(i)}(t)$, $s_d^{(i)}(t)$), N_{lev} dispari

Variabili utilizzate: V_{pp} valore picco-picco tra massimo e minimo del segnale, ΔV è lo scostamento per ottenere N_{lev} soglie, bin è il vettore dei contenitori (limiti dei contenitori) mentre V_{th} è il valore di soglia.

```

1:  $V_{pp} \leftarrow \max\{s\} - \min\{s\}$ 
2:  $\Delta V \leftarrow \frac{V_{pp}}{N_{lev}}$ 
3:  $bin[1] \leftarrow \min\{s\}$ 
4: for  $i = 2 : N_{lev} + 1$  do
5:    $bin[i] \leftarrow bin[i - 1] + \Delta V$ 
6: end for
7: for  $i = 1 : N_{lev}$  do
8:    $V_{th}[i] \leftarrow \frac{bin[i] + bin[i + 1]}{2}$ 
9: end for
10: for  $n = 1 : N_s$  do
11:   for  $i = 1 : N_{lev} + 1$  do
12:     if  $s[n] \geq bin[i] \ \&\& \ s[n] < bin[i + 1]$  then
13:        $s_q[n] \leftarrow V_{th}[i]$ 
14:     end if
15:   end for
16: end for

```

Output: $s_q[n]$ (può essere $g_q(t)$ oppure $s_{pq}^{(i)}(t)$, $s_{dq}^{(i)}(t)$)

Capitolo 4

Validazione sperimentale

In questo capitolo è esposta la verifica sperimentale, mediante simulatore, della tecnica di comunicazione basata su TR.

L'esecuzione delle simulazioni avviene mediante software Matlab, sfruttando i segnali pilota del paragrafo 3.2.

Per fornire una misura sulla bontà della trasmissione dell'informazione, si usa la figura di merito BER (*bit error rate*):

$$BER = \frac{N_{errori}}{N_{bit}} = \frac{\sum_{i=1}^{N_{bit}} b[i] \oplus \tilde{b}[i]}{N_{bit}} \quad (4.1)$$

dove N_{bit} è il numero totale di bit d'informazione trasmessi, N_{errori} il numero totale di errori nei N_{bit} , $b[i]$ sono i bit della sequenza corretta (nota) mentre $\tilde{b}[i]$ i bit a seguito della trasmissione (che possono essere corrotti).

L'operatore \oplus è da intendersi come l'operazione logico *xor*, la cui tabella di verità è per completezza illustrata (tabella 4.1).

Ingresso 1 ($b[i]$)	Ingresso 2 ($\tilde{b}[i]$)	Uscita ($b[i] \oplus \tilde{b}[i]$)
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Tabella 4.1: Tabella di verità dell'operatore logico *xor*.

Quindi, la BER è da intendersi come rapporto tra numero di errori e numero di bit trasmessi per pacchetto (è da escludersi il preambolo). Con tale formulazione viene fornita la misura dei bit errati sul totale dei bit trasmessi.

La sua formulazione percentuale è espressa come $BER_{\%} = BER \cdot 100$.

4.1 Set-up della simulazione

Da questo punto in avanti, il ricevitore A verrà rinominato con RXy , mentre i trasmettitori B_i divengono ora TXy con y numero intero positivo. Inoltre, il numero di ricevitori è fissato a uno, mentre quello dei trasmettitori può variare in base alla configurazione analizzata (si veda fig. 4.2 o fig. 4.3).

Le simulazioni, presentate nel capitolo, sono state eseguite riproducendo le caratteristiche di un determinato materiale. Il simulatore sfrutta l'algoritmo di *ray tracing* per tracciare il cammino dispersivo di guide meccaniche. Questo algoritmo richiede in ingresso la geometria dei nodi sensori e della struttura, il vettore delle curve di dispersione del materiale, il vettore delle frequenze. In aggiunta, occorre introdurre il segnale da trasmettere. Il simulatore restituisce quindi il segnale a seguito della propagazione effettuata. Per fornire il risultato, esso tiene in considerazione le riflessioni geometriche rispetto ai bordi e la dispersione indotta dalle velocità di propagazione non costanti dei modi.

In particolare verrà analizzata una lega di alluminio (lega 1050), con spessore $d = 3\text{mm}$ e con dimensioni del piano $1 \times 1\text{ m}$. Le caratteristiche del materiale che vengono riprodotte per la corretta simulazione sono: velocità di fase, velocità di gruppo, lunghezza d'onda, vettore dei numeri d'onda reale e immaginario e vettore delle frequenze. La figura 4.1 illustra la velocità di fase per questo materiale.

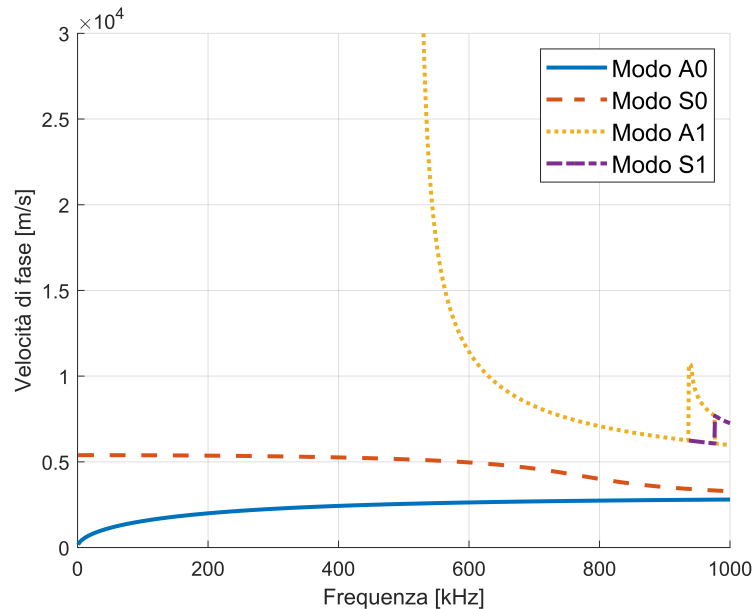


Figura 4.1: Velocità di fase [m/s], al variare della frequenza [kHz], per il materiale alluminio 1050.

Si può notare come, fino a circa 500 kHz , sia possibile eccitare esclusivamente il modo simmetrico S0 e il modo antisimmetrico A0. I segnali pilota utilizzati saranno entro questo intervallo di frequenze.

4.1.1 Meccanismo di simulazione

Le simulazioni sono eseguite al variare della *data rate*, parametro scelto anche in base all'impulso destinato al monitoraggio della struttura. Salvo se diversamente indicato in modo esplicito, i parametri di simulazione utilizzati per il segnale pilota sono quelli della tabella 4.2. Il parametro che necessita di un'ulteriore descrizione è il numero di campioni, il quale non fa riferimento all'effettiva durata del segnale, ma si riferisce alla lunghezza del vettore (segnale pilota seguito da zeri). Questo accorgimento è necessario perché la simulazione creerà un vettore di risposta del segnale (a seguito della trasmissione) di uguale lunghezza. Infine, si ponga attenzione al fatto che il numero di livelli di quantizzazione è applicabile soltanto con alcuni segnali pilota (nel paragrafo 4.1.2 sono presenti ulteriori osservazioni riguardanti le scelte dei segnali).

Ogni parametro è descritto dal nome della variabile associatagli su Matlab, il nome descrittivo completo (con il simbolo corrispondente) e a seguire il valore utilizzato.

I parametri relativi al segnale modulato dai TX sono mostrati nella tabella 4.3. Si osservi come la traslazione Δ sia stata posta pari a una frazione del T_s , purché valga $\Delta > T_p$. Inoltre il tempo di guardia è stato selezionato di valore costante (come indicato in tabella) tale che, per le configurazioni verificate, non avvenga mai la sovrapposizione tra preambolo e il segnale utile (con tale valore il distacco tra i due è netto).

La sequenza binaria di informazione consiste in 1000 bit generati con probabilità uniformemente distribuita. Tale sequenza è stata sfruttata per tutte le prove delle prestazioni perché si possa così avere un riferimento comune.

Infine, è importante sottolineare che le simulazioni delle comunicazioni avvengono assumendo un contributo nullo di rumore.

4.1.2 Ulteriori osservazioni

Come già accennato all'inizio del capitolo, i risultati delle prestazioni della comunicazione sono forniti in termini di BER. In particolare, i grafici sono mostrati al variare della *data rate* B_g e del tipo di quantizzazione.

Per quantizzare il segnale pilota su 5 livelli occorrono alcune osservazioni. Innanzitutto gli impulsi utilizzati hanno un numero di punti limitato, dovuto alla specifica frequenza di campionamento e al numero di campioni.

Nome variabile	Parametro	Valore
<i>workspace</i>		
f_s	f_s : frequenza di campionamento [MHz]	2
<i>amplitude</i>	A : ampiezza [V]	3,3
f_c	f_c : frequenza centrale [kHz]	250
N_{t0}	N_{sample} : numero campioni	8000
N_{lev}	N_{lev} : numero di livelli di quantizzazione	5

Tabella 4.2: Parametri utilizzati per il segnale pilota (nell'appendice A è presente il codice che utilizza tali variabili).

Nome variabile	Parametro	Valore
<i>workspace</i>		
T_g	T_s : tempo di simbolo [s]	$1/B_g$
N_g	N_{pul} : numero di impulsi per bit	1
<i>shift_t</i>	Δ : traslazione temporale con bit 1 [s]	$T_s/4$
<i>N_bit_preamble</i>	N_{pre} : numero di bit per il preambolo	20
<i>Tguard</i>	T_{guard} : tempo di guardia [s]	$2N_{sample}/f_s$

Tabella 4.3: Parametri utilizzati nella simulazione della comunicazione tra nodi sensori (nell'appendice A è presente il codice che utilizza tali variabili).

Il segnale *chirp* (trattato nel paragrafo 3.2.1) è impostato per avere una frequenza iniziale pari a 50 kHz e finale di 150 kHz in un tempo pari a $T_p = 50\ \mu\text{s}$. Ne segue una frequenza centrale di $f_c = 100\text{ kHz}$. La quantizzazione che maggiormente si presta per il segnale *chirp* è basata sulla PDF, perché quella basata sul massimo porterebbe, al variare di α , ad una consistente perdita dei picchi per valori piccoli del coefficiente.

Il segnale *pseudochirp* è, in termini di configurazione, analogo alla *chirp* salvo per la quantizzazione assente (infatti è un segnale che per sua natura possiede due soli livelli).

L'impulso gaussiano (paragrafo 3.2.2), tende a prestarsi bene per una quantizzazione basata sulla PDF, che gli permette di mantenere l'informazione sul picco massimo (per esempio, con la quantizzazione basata sul massimo e $\alpha = 0,4$, verrebbe perso tale picco producendo una BER superiore).

L'impulso rettangolare viene prodotto su due soli livelli, quindi anch'esso

non necessita di alcuna quantizzazione (si faccia riferimento al paragrafo 3.2.3).

Per quanto riguarda infine l'impulso triangolare e a dente di sega (rispettivamente paragrafo 3.2.4 e 3.2.5), la scelta è quella di mantenere una suddivisione uniforme del segnale senza perdita di informazione, pertanto viene applicata la quantizzazione basata sulla PDF.

4.1.3 Posizionamento ricevitori e trasmettitori

In questo paragrafo sono mostrate le configurazioni simulate (nelle figure 4.2, 4.3 sono presenti i dettagli relativi alle posizioni), per le quali verranno in seguito esposti i risultati.

La prima configurazione presa in esame è in fig. 4.2a, nella quale i tre TX sono allocati a triangolo isoscele, con il ricevitore RX allineato tra l'ordinata di $TX2$ e l'ascissa di $TX3$.

La successiva, di fig. 4.2b, prevede un trasmettitore $TX4$ supplementare. La posizione di questo è scelta priva di qualsivoglia criterio, al solo scopo di verificare se possa condurre a una minore BER, grazie alla proprietà della formula 3.25.

Le due configurazioni che seguono nelle fig. 4.2c e 4.2d, prevedono il posizionamento del ricevitore e dei trasmettitori specchiati rispetto all'asse di simmetria orizzontale.

Nelle figure 4.3a e 4.3b viene ancora rispettata la simmetria, tuttavia con un maggiore distanziamento tra il ricevitore e i trasmettitori. Le configurazioni variano al crescere del numero di TX .

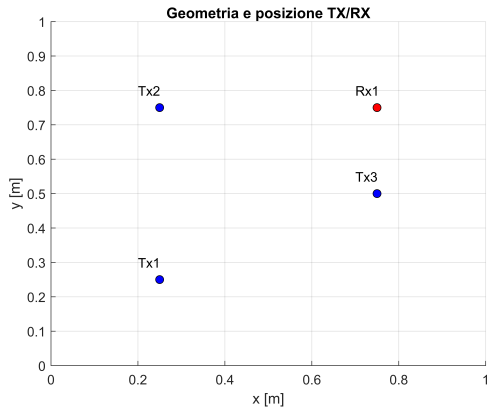
Infine, nella fig. 4.3c, $RX1$ è posto in maniera equidistante, grazie ad alcuni accorgimenti geometrici tra i trasmettitori (riportati per completezza dell'analisi). I TX sono disposti a triangolo equilatero, di conseguenza $RX1$ deve essere posto nel baricentro del triangolo per rispettare le distanze eque. Si ricorda che la formula del baricentro è

$$RX(x_b; y_b) = RX \left(\frac{x_{TX1} + x_{TX2} + x_{TX3}}{3}, \frac{y_{TX1} + y_{TX2} + y_{TX3}}{3} \right)$$

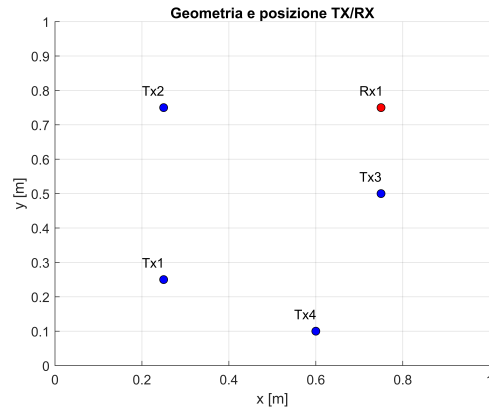
4.2 Esempio di comunicazione TR-PPM

Per illustrare visivamente la tecnica TR-PPM del paragrafo 3.3, sono di seguito esposti i risultati sperimentali ottenuti per la configurazione presente in fig. 4.2a.

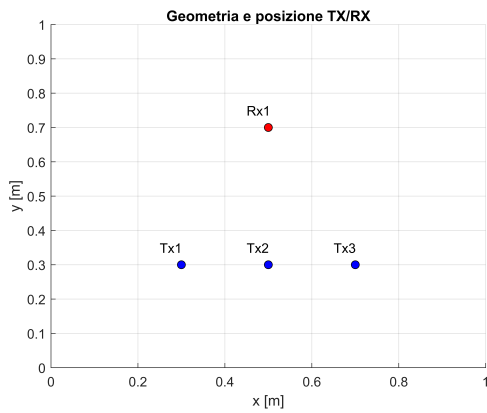
L'elaborazione è trattata con il set-up analizzato nel paragrafo 4.1, rispettando quanto osservato nei paragrafi 4.1.1 e 4.1.2 (in particolare alcuni accorgimenti sono evidenziati ove necessario).



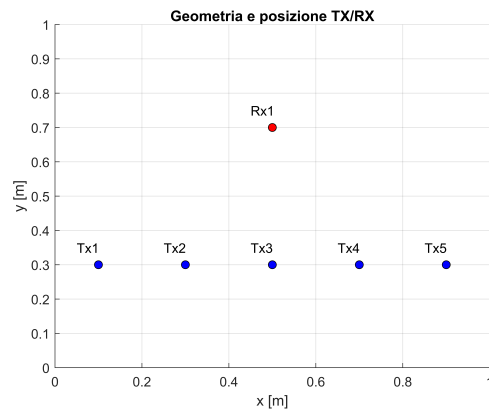
(a) Configurazione con
 $TX1(0, 25; 0, 25)$, $TX2(0, 25; 0, 75)$,
 $TX3(0, 75; 0, 50)$, $RX1(0, 75; 0, 75)$.



(b) Configurazione con
 $TX1(0, 25; 0, 25)$, $TX2(0, 25; 0, 75)$,
 $TX3(0, 75; 0, 50)$, $TX4(0, 60; 0, 10)$,
 $RX1(0, 75; 0, 75)$.

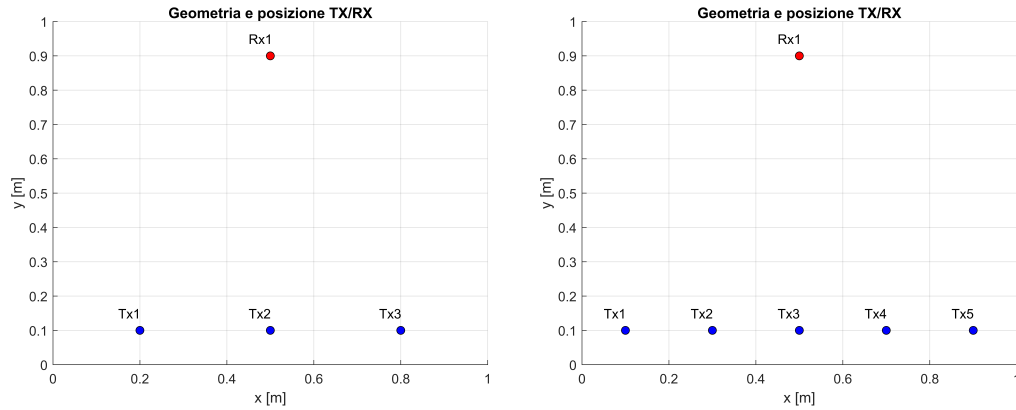


(c) Configurazione con
 $TX1(0, 30; 0, 30)$, $TX2(0, 50; 0, 30)$,
 $TX3(0, 70; 0, 30)$, $RX1(0, 50; 0, 70)$.



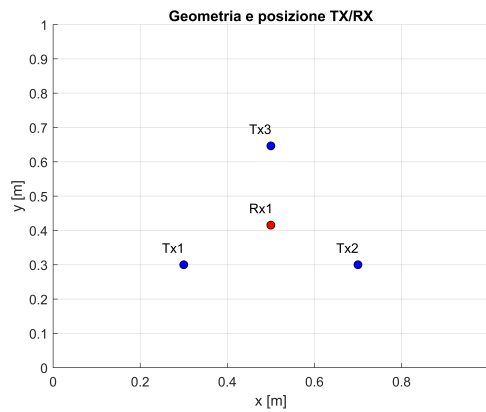
(d) Configurazione con
 $TX1(0, 30; 0, 30)$, $TX2(0, 50; 0, 30)$,
 $TX3(0, 70; 0, 30)$, $TX4(0, 10; 0, 30)$,
 $TX5(0, 90; 0, 30)$, $RX1(0, 50; 0, 70)$.

Figura 4.2: Configurazioni sperimentate nelle simulazioni. Le posizioni sono espresse nelle coordinate cartesiane del tipo $P(x_p; y_p)$ con x_p e y_p espresse in metri.



(a) Configurazione con
 $TX1(0, 20; 0, 10)$, $TX2(0, 50; 0, 10)$,
 $TX3(0, 80; 0, 10)$, $RX1(0, 50; 0, 90)$.

(b) Configurazione con
 $TX1(0, 10; 0, 10)$, $TX2(0, 30; 0, 10)$,
 $TX3(0, 50; 0, 10)$, $TX4(0, 70; 0, 10)$,
 $TX5(0, 90; 0, 10)$, $RX1(0, 50; 0, 90)$.



(c) Configurazione con
 $TX1(0, 30; 0, 30)$, $TX2(0, 70; 0, 30)$,
 $TX3(0, 50; 0, 65)$, $RX1(0, 50; 0, 42)$.

Figura 4.3: Configurazioni sperimentate nelle simulazioni. Le posizioni sono espresse nelle coordinate cartesiane del tipo $P(x_p; y_p)$ con x_p e y_p espresse in metri.

Trasmissione del segnale pilota ($RX \rightarrow TX$) Il segnale pilota scelto per questo esempio è l'impulso gaussiano modulato (nel paragrafo 3.2.2 è presentata la funzione per costruirlo). La sua frequenza centrale è $f_c = 250 \text{ kHz}$, ampiezza di picco $A = 3,3 \text{ V}$ (l'unità di misura non è riportata nei grafici poiché il simulatore utilizza grandezze adimensionali) centrato su $4 \mu\text{s}$. Tale impulso è generato con una frequenza di campionamento teorica di $f_s = 2 \text{ MHz}$.

A questo segnale può essere applicato un algoritmo di quantizzazione, scelto tra quelli presentati al paragrafo 3.3.2. La scelta della corretta quantizzazione deve essere ben analizzata, perché alcune tecniche possono comportarsi meglio di altre in base al contenuto che elimina o mantiene. In particolare, per questo segnale, la quantizzazione che riesce a mantenere maggiormente l'informazione della forma dell'impulso è quella basata sulla PDF.

Nella figura 4.4 è presente il confronto tra il segnale di partenza e quello quantizzato. Da notare che, nonostante $N_{lev} = 5$, i livelli sono soltanto 4. Ciò è diretta conseguenza dei pochi punti di cui è composto l'impulso di partenza.

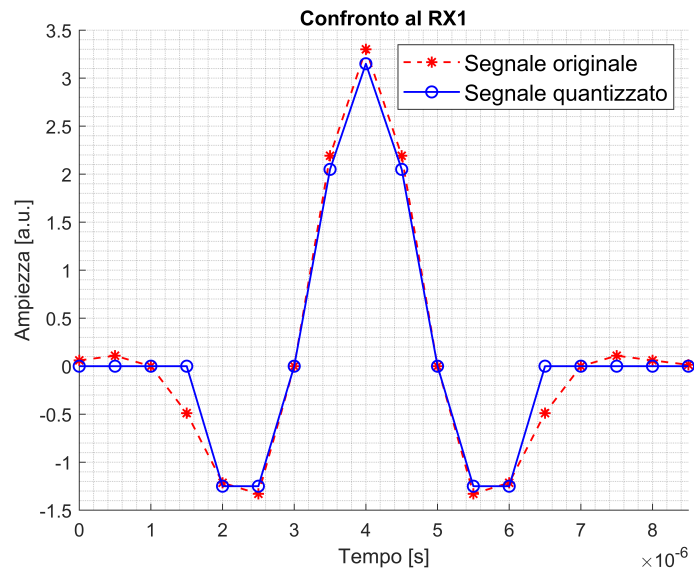


Figura 4.4: Confronto tra l'impulso gaussiano modulato (rosso) e lo stesso segnale quantizzato con l'algoritmo basato sulla PDF (blu). Si noti come la scelta di tale quantizzazione preservi il picco.

Il segnale pilota viene quindi trasmesso da $RX1$. Come già introdotto, tale sequenza è composta da $N_{sample} = 8000$ campioni per motivi di funzionamento del simulatore.

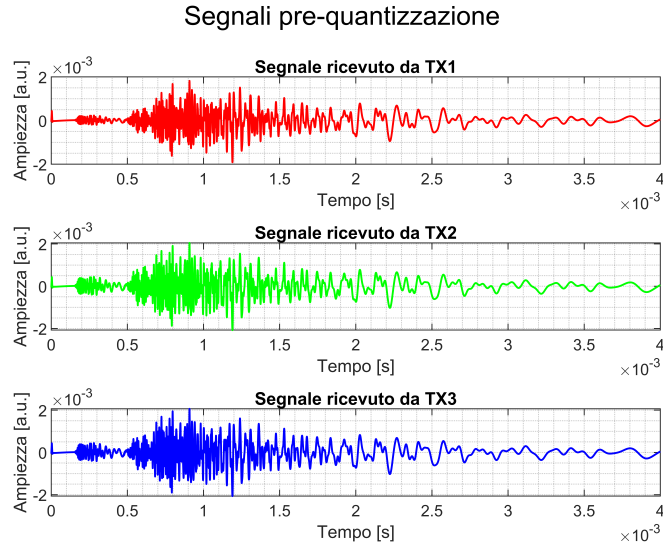


Figura 4.5: Confronto, per ogni trasmettitore, del segnale pilota registrato. Da notare il “rigonfiamento” del segnale tra $0,5\text{ ms}$ e $1,5\text{ ms}$ a causa degli echi dati dalle riflessioni e rifrazioni nel materiale.

In questa fase i tre trasmettitori sono in ascolto e registrano tutti gli arrivi del segnale entro un certo numero massimo di campioni (presumibilmente il segnale verrà troncato, come descritto nel paragrafo 3.3.1).

Il segnale ricevuto dai tre trasmettitori, in questa precisa configurazione, è quello di figura 4.5.

Elaborazione del segnale (TX) Una volta che i segnali sono stati campionati e salvati nella memoria locale di ogni trasmettitore, questi possono essere elaborati. In particolare, il passo che segue è l’esecuzione del ribaltamento temporale dei tre segnali, ovvero il “time-reversal”. In fig. 4.6 sono mostrati i risultati.

Creazione del preambolo e dei simboli da trasmettere (TX) Ogni trasmettitore, localmente, produce la sequenza di preambolo e l’informazione che vuole trasmettere al ricevitore, mediante modulazione PPM. In questo esempio, i TX inviano lo stesso preambolo e pacchetto dati, ma ognuno si differenzia dall’altro per la forma d’onda utilizzata a tale scopo. Infatti, si ricordi che la tecnica TR conserva la proprietà di focalizzazione temporale e spaziale solo se l’onda ritrasmessa è la stessa ricevuta ma tempo ribaltata.

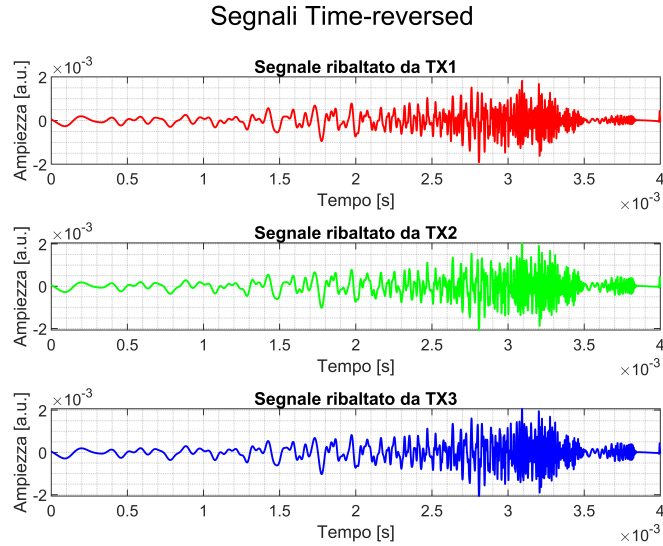


Figura 4.6: Confronto, per ogni trasmettitore, del segnale ribaltato nel tempo.

Per questo esempio viene utilizzata una sequenza più lenta, allo scopo di mostrare il dettaglio del funzionamento della tecnica. Infatti, la *data rate* è $B_g = 1 \text{ kHz}$ (un ordine di grandezza più piccola di quella invece utilizzata nelle simulazioni) e la sequenza binaria consiste in 10 bit generati con probabilità uniforme. Questo implica $T_s = 1 \text{ ms}$, e di conseguenza $\Delta = \frac{1 \text{ ms}}{4} = 250 \mu\text{s}$ è la traslazione temporale con bit 1 nella modulazione PPM. Il tempo di guardia che intercorre tra il preambolo e il pacchetto dei dati è pari a $T_{guard} = 2 \frac{8000}{2 \text{ MHz}} = 8 \text{ ms}$.

Infine, per puro titolo di esempio, vengono utilizzati $N_{pre} = 5$ bit per costruire il preambolo. In particolare, la sequenza binaria del preambolo è 00000.

Il risultato è quello rappresentato in figura 4.7.

Una volta che i trasmettitori hanno effettuato questo passaggio, occorre l'attuazione di un algoritmo di quantizzazione, come è stato fatto per il segnale pilota. A differenza di questo, dove la quantizzazione è stata attuata in base a riscontri sperimentali, il segnale TR-PPM quantizzato è utile per la misura della BER proprio al variare della quantizzazione applicata.

In questo esempio viene utilizzato l'algoritmo basato sul massimo, con coefficiente di ridimensionamento $\alpha = 0,4$. La figura 4.8 illustra l'esito di questo passaggio.

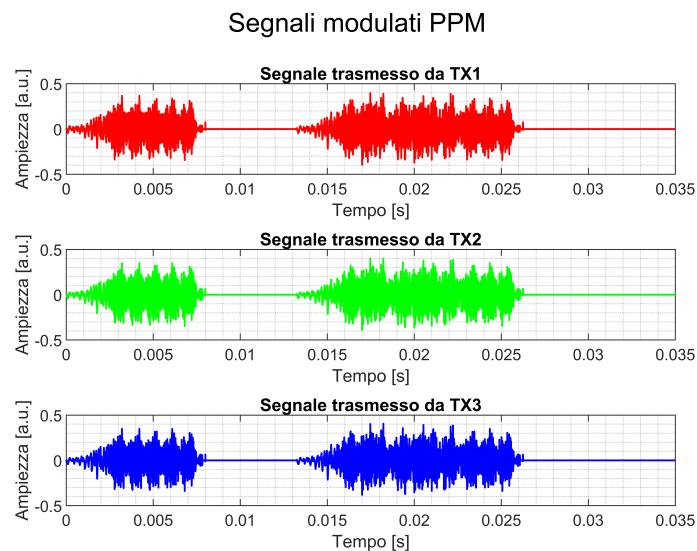


Figura 4.7: Confronto, per ogni trasmettitore, della codifica TR-PPM eseguita in loco. Si tratta di 5 bit per il preambolo e 10 bit di informazione, i quali possono essere intravisti dai picchi. L'informazione consiste nella sequenza binaria 1101100111, generata in modo casuale.

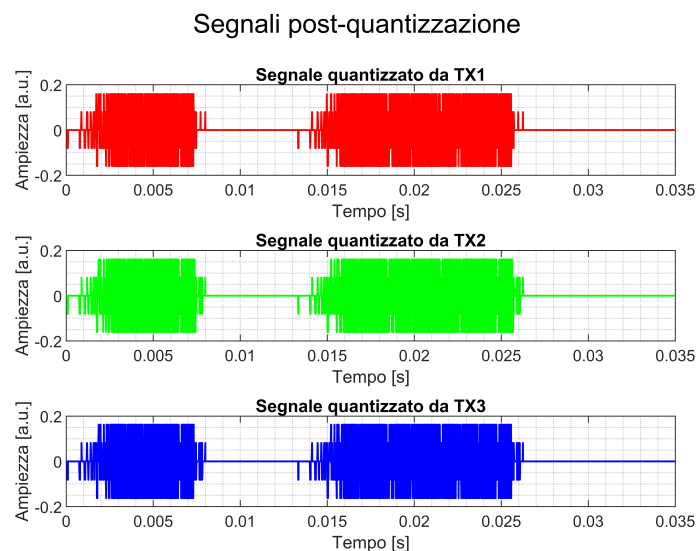


Figura 4.8: Confronto, per ogni trasmettitore, dell'algoritmo di quantizzazione applicato alla codifica TR-PPM. Si tratta della quantizzazione basata sul massimo con coefficiente $\alpha = 0,4$.

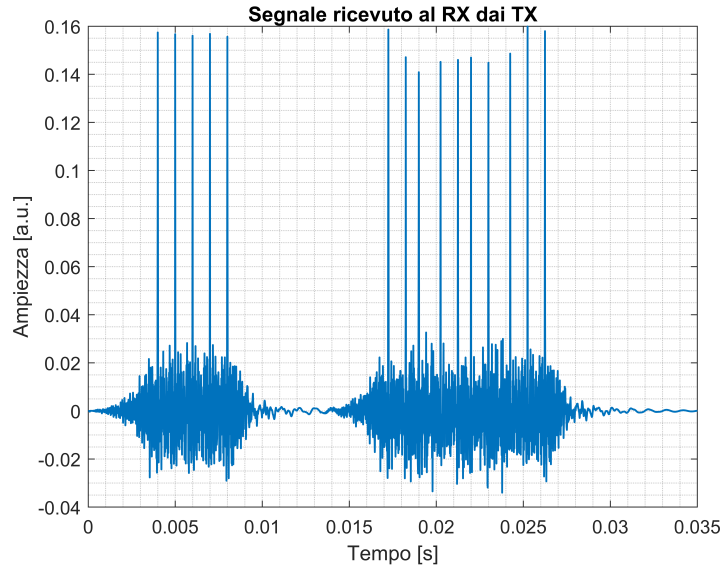


Figura 4.9: Segnale ricevuto al RX . Si noti la sequenza di 5 picchi (preambolo) e a seguire altri 10 per il pacchetto dati.

Trasmissione del preambolo e dei simboli ($TX \rightarrow RX$) Nella fase di ritrasmissione, il ricevitore viene posto in ascolto. L'attuazione delle proprietà del TR è resa evidente in fig. 4.9, dove si possono notare i picchi prominenti del segnale (solo con basse *data rate* sono facilmente visibili). Il segnale lato RX è uno soltanto perché i tre TX hanno inviato simultaneamente il loro segnale che si è sommato costruttivamente in corrispondenza dei picchi, supponendo che valga il principio di sovrapposizione degli effetti e che il mezzo sia, quindi, lineare.

Sincronismo per la decodifica (RX) Siccome la decodifica della tecnica PPM si basa sul confronto tra energie, si mostra necessario identificare il punto di sincronismo esatto per rendere noto il tempo dopo il quale il ricevitore possa iniziare la demodulazione.

Il calcolo consiste nella ricerca del picco massimo nella correlazione tra il segnale ricevuto e il preambolo noto lato RX . L'operazione equivale a quella eseguita da un filtro adattato, che rende massimo il rapporto SNR (trattato nel paragrafo 2.2.2). Il risultato si traduce in un nuovo segnale (di correlazione) come quello in fig. 4.10.

Il preambolo viene rigenerato localmente da RX ripetendo l'impulso gaussiano di partenza N_{pre} volte.

Una nota importante di questo passaggio è la seguente: spesso, se la corre-

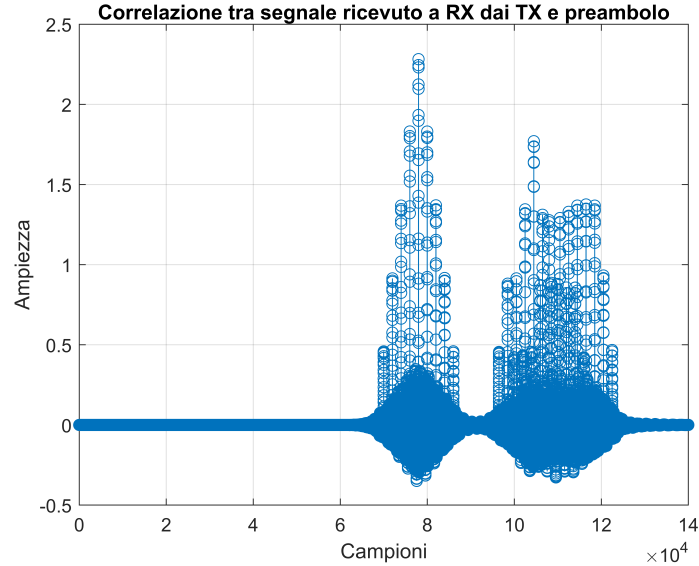


Figura 4.10: Risultato della correlazione tra il segnale ricevuto e il preambolo in loco al *RX*. Il massimo corrisponde all'istante ricercato.

lazione viene fatta con l'intero segnale trasmesso, il massimo non corrisponde a quello ricercato per il preambolo (dipende dal segnale pilota, dal preambolo scelto, dalla B_g e dalla sequenza trasmessa). Un modo per ovviare il problema consiste nel selezionare una adeguata soglia che, una volta superata dalla correlazione, sia il punto di inizio della ricerca del massimo entro la durata temporale del preambolo.

Il massimo corrisponde all'inizio della sequenza del preambolo, dunque i primi rilevamenti di energia vengono effettuati a $T_{pre} + T_{guard}$ (per bit 0) e $T_{pre} + T_{guard} + \Delta$ (per bit 1), con T_{pre} durata temporale del preambolo lato *RX*. Il processo di confronto delle energie è ripetuto per tutti i bit, mentre quello di correlazione avviene ad ogni nuovo invio di pacchetti dati.

In conclusione, si può verificare la bontà della comunicazione mediante la figura di merito della BER (la formula 4.1 espone in maniera esaustiva il calcolo). In questo esempio specifico è stata rilevata una $BER_{\%} = 0\%$.

4.3 Risultati

In questo paragrafo vengono mostrati i grafici della BER al variare delle configurazioni (figure 4.2, 4.3) e dei parametri (quelli utilizzati come punto di inizio sono stati anticipati nei paragrafi 4.1.1, 4.1.2).

I grafici prevedono la $BER_{\%}$ sull'asse delle ordinate e la *data rate* B_g (anche detta *transmission rate*), espressa in bps (*bit per second*), sulle ascisse.

Per ogni grafico sono presenti cinque curve (elencate ogni volta nella legenda): la prima è riferita alla trasmissione in assenza di quantizzazione, quelle denotate con α si riferiscono al coefficiente di ridimensionamento della quantizzazione basata sul massimo, infine la curva rimanente è relativa alla quantizzazione basata sulla PDF (la fig. 4.11 è uno dei risultati impostati nel modo descritto).

Per motivi di leggibilità, i grafici vengono riassunti in tabelle che ne racchiudono le stesse caratteristiche. Queste sono impostate su tre colonne: la prima per il tipo di segnale, la seconda per la tipologia di quantizzazione e la terza, suddivisa in ulteriori tre colonne, per la *data rate*. La tabella 4.4 rispecchia questa descrizione.

4.3.1 Prima configurazione al variare del segnale pilota

La prima configurazione di interesse è quella in fig. 4.2a. Le prove, alle quali è stata sottoposta questa scelta del posizionamento dei TX e RX , sono al variare dell'impulso pilota e di Δ .

La figura 4.11 illustra il risultato grafico derivante dalla scelta dell'impulso gaussiano come segnale pilota.

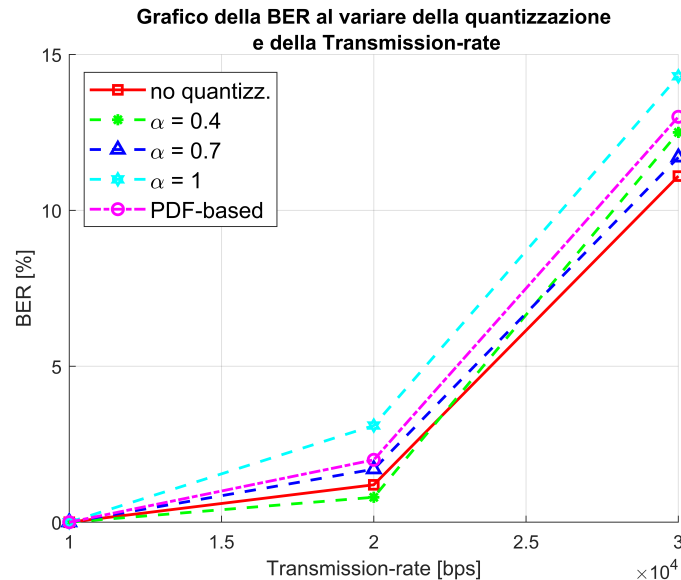


Figura 4.11: BER al variare di B_g e del tipo di quantizzazione, con segnale pilota di tipo gaussiano modulato e fissato $\Delta = T_s/4$ (vedere anche la tab. 4.4).

Si noti come, dai risultati presenti nella tabella 4.4, per tutti i segnali pilota di tipo impulsivo (quindi, escludendo per il momento la *chirp* e *pseudochirp*), si abbia un crescendo della BER all'aumentare della velocità di trasmissione.

In particolare, per 10 *kbps*, tutte e cinque le curve portano a un numero nullo di errori. Ciò non è più vero quando si cerca di aumentare la velocità di trasmissione.

È doveroso evidenziare come, con quasi tutti i segnali pilota impulsivi, la quantizzazione basata sul massimo con $\alpha = 1$ presenti spesso le prestazioni peggiori. Per sua natura, un valore di α così grande comporta la perdita dell'informazione relativa ai livelli più bassi del segnale, mantenendo invece preservati i picchi maggiori di tensione. Richiamando la figura 4.5 dell'esempio trattato all'interno del paragrafo 4.2, la scelta di $\alpha = 1$ comporterebbe infatti l'annullamento della componente inclusa tra 0 s e 0,5 s (relativa al primo arrivo del segnale pilota), conservando maggiormente gli arrivi successivi del segnale.

L'andamento, al variare della *data rate*, è comune per tutti i quattro impulsi considerati, con un brusco innalzamento della $BER\%$ a $B_g = 30$ *kbps*.

Un altro risultato degno di nota consiste nel buon livello di corrispondenza nei valori di BER, sia in presenza che in assenza di quantizzazione. Considerando i quattro impulsi pilota a 20 *kbps*, la maggior differenza percentuale tra il segnale non quantizzato e quelli quantizzati avviene nel caso dell'impulso gaussiano modulato, con una differenza inferiore al 2%. Inoltre, per 30 *kbps*, la maggior differenza è ancora presente con lo stesso impulso con un 3,2% di scarto. In entrambi i casi le prestazioni peggiori sono da associare alla quantizzazione basata sul massimo con $\alpha = 1$, anche e soprattutto per le osservazioni fatte in precedenza.

Non sempre l'algoritmo di quantizzazione con $\alpha = 1$ è il peggiore in termini di BER. Si noti infatti che anche la quantizzazione basata sulla PDF può, proprio per sua costruzione, produrre risultati simili dal punto di vista della cancellazione dell'informazione a minore ampiezza.

La quantizzazione con $\alpha = 0,4$ si dimostra invece con ottime prestazioni (per $B_g = 20$ *kbps*) in quasi tutte le configurazioni, grazie alla sua capacità di mantenere intatto il segnale a minore ampiezza (eliminando però i picchi di segnale).

4.3.2 Prima configurazione al variare di Δ

Se le prestazioni viste nel paragrafo 4.3.1 risultassero insufficienti, è possibile manipolare la traslazione Δ (ricordando che deve valere $\Delta \geq T_p$, con T_p durata del segnale pilota) al fine di aumentare la distanza che intercorre tra il

Tipo segnale	Tipo quantizzazione	Frequenza di trasmissione		
		10 kHz	20 kHz	30 kHz
Impulso gaussiano modulato	No quantizzazione	0,0	1,2	11,1
	Max-based ($\alpha = 0,4$)	0,0	0,8	12,5
	Max-based ($\alpha = 0,7$)	0,0	1,7	11,7
	Max-based ($\alpha = 1$)	0,0	3,1	14,3
	PDF-based	0,0	2,0	13,0
Impulso rettangolare	No quantizzazione	0,0	2,3	11,7
	Max-based ($\alpha = 0,4$)	0,0	2,5	12,3
	Max-based ($\alpha = 0,7$)	0,0	2,3	11,6
	Max-based ($\alpha = 1$)	0,0	2,5	13,8
	PDF-based	0,0	2,5	12,1
Impulso a dente di sega	No quantizzazione	0,0	2,7	12,2
	Max-based ($\alpha = 0,4$)	0,0	2,7	12,5
	Max-based ($\alpha = 0,7$)	0,0	2,7	11,8
	Max-based ($\alpha = 1$)	0,0	3,0	13,8
	PDF-based	0,0	3,0	13,4
Impulso triangolare	No quantizzazione	0,0	1,9	13,0
	Max-based ($\alpha = 0,4$)	0,0	2,2	13,2
	Max-based ($\alpha = 0,7$)	0,0	2,3	13,4
	Max-based ($\alpha = 1$)	0,0	2,8	14,2
	PDF-based	0,0	2,8	14,7

Tabella 4.4: Risultati della $BER_{\%}$ al variare del segnale pilota, della quantizzazione e della *data rate* per la configurazione in fig. 4.2a, con $\Delta = T_s/4$. Nelle celle di destra, ad ogni frequenza di trasmissione, sono presenti i corrispondenti valori percentuali di BER.

Tipo segnale	Tipo quantizzazione	Frequenza di trasmissione		
		10 <i>kHz</i>	20 <i>kHz</i>	30 <i>kHz</i>
Impulso gaussiano modulato	No quantizzazione	0,0	0,4	5,4
	Max-based ($\alpha = 0,4$)	0,0	0,4	7,0
	Max-based ($\alpha = 0,7$)	0,0	0,4	6,8
	Max-based ($\alpha = 1$)	0,0	1,3	8,8
	PDF-based	0,0	0,6	6,4
Impulso rettangolare	No quantizzazione	0,0	0,6	5,7
	Max-based ($\alpha = 0,4$)	0,1	0,7	5,6
	Max-based ($\alpha = 0,7$)	0,0	0,5	6,7
	Max-based ($\alpha = 1$)	0,0	0,8	7,8
	PDF-based	0,0	0,5	6,2
Impulso a dente di sega	No quantizzazione	0,0	0,6	6,2
	Max-based ($\alpha = 0,4$)	0,1	0,8	6,0
	Max-based ($\alpha = 0,7$)	0,0	0,5	6,8
	Max-based ($\alpha = 1$)	0,0	0,6	7,5
	PDF-based	0,0	0,6	7,2
Impulso triangolare	No quantizzazione	0,0	0,4	5,8
	Max-based ($\alpha = 0,4$)	0,1	0,6	6,1
	Max-based ($\alpha = 0,7$)	0,0	0,5	7,0
	Max-based ($\alpha = 1$)	0,0	0,7	8,1
	PDF-based	0,0	0,7	6,5

Tabella 4.5: Risultati della $BER\%$ al variare del segnale pilota, della quantizzazione e della *data rate* per la configurazione in fig. 4.2a, con $\Delta = T_s/3$.

bit 0 e 1 di informazione, rendendo di conseguenza più semplice il rilevamento energetico all'atto della demodulazione.

Le seguenti prove sono state effettuate per $\Delta = T_s/3$ (tabella 4.5) e $\Delta = T_s/2$ (tabella 4.6), al variare del tipo di impulso, nella configurazione di fig. 4.2a, allo scopo di mostrare l'andamento delle BER.

Escluso l'impulso gaussiano, a 10 *kbps* si ha un errore sui 1000 bit trasmessi nel solo caso di quantizzazione basata sul massimo per $\alpha = 0,4$ (se $\Delta = T_s/3$). In questo caso il motivo è sicuramente dovuto alla perdita dei livelli più alti del segnale al momento della ritrasmissione della modulazione TR-PPM.

Si noti come, con il passaggio a Δ più grandi, si ottenga, per $B_g = 20$ *kbps*, un andamento tendente verso lo zero della $BER\%$, ma con un assestamento per $\Delta = T_s/2$.

Tipo segnale	Tipo quantizzazione	Frequenza di trasmissione		
		10 <i>kHz</i>	20 <i>kHz</i>	30 <i>kHz</i>
Impulso gaussiano modulato	No quantizzazione	0,0	0,4	1,6
	Max-based ($\alpha = 0,4$)	0,0	0,6	2,1
	Max-based ($\alpha = 0,7$)	0,0	0,8	1,6
	Max-based ($\alpha = 1$)	0,0	1,1	2,4
	PDF-based	0,0	0,8	2,1
Impulso rettangolare	No quantizzazione	0,0	0,5	1,6
	Max-based ($\alpha = 0,4$)	0,0	0,8	2,3
	Max-based ($\alpha = 0,7$)	0,0	0,9	1,6
	Max-based ($\alpha = 1$)	0,0	1,7	3,0
	PDF-based	0,0	0,8	1,4
Impulso a dente di sega	No quantizzazione	0,0	0,6	1,6
	Max-based ($\alpha = 0,4$)	0,0	0,8	2,3
	Max-based ($\alpha = 0,7$)	0,0	0,9	1,5
	Max-based ($\alpha = 1$)	0,0	1,7	3,1
	PDF-based	0,0	1,2	2,2
Impulso triangolare	No quantizzazione	0,0	0,6	2,1
	Max-based ($\alpha = 0,4$)	0,0	0,6	2,4
	Max-based ($\alpha = 0,7$)	0,0	0,9	1,7
	Max-based ($\alpha = 1$)	0,0	1,4	2,8
	PDF-based	0,0	0,7	2,4

Tabella 4.6: Risultati della $BER\%$ al variare del segnale pilota, della quantizzazione e della *data rate* per la configurazione in fig. 4.2a, con $\Delta = T_s/2$.

La diminuzione della BER risulta invece molto importante a $B_g = 30 \text{ kbps}$ (velocità che era critica nella tabella 4.4), raggiungendo ottime prestazioni.

Un eventuale ulteriore incremento di Δ non può portare però beneficio in quanto, per $\Delta > T_s/2$, il bit 1 inizierebbe ad avvicinarsi al bit successivo.

4.3.3 Prima configurazione con segnali non impulsivi

Rientrano in questa categoria la *chirp* e *pseudochirp*. La prima osservazione necessaria riguarda il legame tra la velocità B_g e la traslazione Δ . La durata della *chirp*, come già anticipato nel paragrafo 4.1.2, è pari a $T_p = 50 \mu\text{s}$ e per questo motivo risulta necessario limitare B_g per poter utilizzare un segnale di tale durata. Definendo con D_Δ il denominatore utilizzato nella traslazione di Δ , segue che $\Delta = \frac{T_s}{D_\Delta} \geq T_p$, quindi $T_s \geq D_\Delta T_p$ ovvero $B_g \leq \frac{1}{D_\Delta T_p}$.

Ne consegue che, se si vuole utilizzare $\Delta = T_s/4$, la *data rate* deve essere necessariamente $B_g \leq 5 \text{ kbps}$. È possibile migliorare la situazione aumentando l'ampiezza della traslazione, quindi diminuendo D_Δ : per $D_\Delta = 3$ risulta infatti $B_g \leq 6,7 \text{ kbps}$ e per $D_\Delta = 2$ si ha $B_g \leq 10 \text{ kbps}$.

Nella tabella 4.7, sono presenti i risultati della simulazione per la configurazione 4.2a, utilizzando $\Delta = T_s/2$.

Ovviamente è scontata l'impossibilità di effettuare un confronto con gli impulsi delle tabelle precedenti. La *chirp* e *pseudochirp* non possiedono una durata tale da poterle approssimare a un impulso, pertanto le frequenze di trasmissione sono necessariamente limitate. Si noti, tuttavia, che per $B_g = 10 \text{ kbps}$ le prestazioni sono vicine al limite di frequenza di attuazione ammessa e, nonostante ciò, si ha una $BER\% < 1\%$.

Lo scostamento massimo tra le curve quantizzate e quelle prive di tale elaborazione è pari allo 0,5% per $B_g = 10 \text{ kHz}$, effetto alquanto positivo.

Infine, le prestazioni tra la *pseudochirp* e la *chirp* sono comparabili (si ricordi che la *pseudochirp* è derivante dalla *chirp*) e questo significa che, per una generazione più semplice del segnale, sfruttare la *pseudochirp* non comporta un decadimento importante delle prestazioni della comunicazione.

4.3.4 Seconda configurazione

La configurazione di fig. 4.2b è analoga alla precedente, ma prevede un trasmettitore aggiuntivo. Lo scopo è quello di verificare se la presenza del quarto *TX* possa portare vantaggi in termini di BER.

Per semplicità, in questa configurazione si farà riferimento soltanto al caso di impulso gaussiano modulato. Il motivo risiede nella presenza di risultati abbastanza simili tra i diversi impulsi nelle tabelle 4.4, 4.5 e 4.6.

Tipo segnale	Tipo quantizzazione	Frequenza di trasmissione		
		6 kHz	8 kHz	10 kHz
Chirp	No quantizzazione	0,0	0,0	0,3
	Max-based ($\alpha = 0,4$)	0,0	0,2	0,8
	Max-based ($\alpha = 0,7$)	0,0	0,1	0,5
	Max-based ($\alpha = 1$)	0,0	0,1	0,8
	PDF-based	0,0	0,0	0,2
Pseudochirp	No quantizzazione	0,0	0,0	0,3
	Max-based ($\alpha = 0,4$)	0,0	0,2	0,5
	Max-based ($\alpha = 0,7$)	0,0	0,1	0,4
	Max-based ($\alpha = 1$)	0,0	0,3	0,8
	PDF-based	0,0	0,2	0,3

Tabella 4.7: Risultati della $BER_{\%}$ al variare del segnale pilota, della quantizzazione e della *data rate* per la configurazione in fig. 4.2a, con $\Delta = T_s/2$.

Tipo segnale	Tipo quantizzazione	Frequenza di trasmissione		
		10 kHz	20 kHz	30 kHz
Impulso gaussiano modulato	No quantizzazione	0,0	1,0	9,9
	Max-based ($\alpha = 0,4$)	0,0	0,9	11,3
	Max-based ($\alpha = 0,7$)	0,0	1,5	10,9
	Max-based ($\alpha = 1$)	0,0	3,4	12,3
	PDF-based	0,0	2,0	11,1

Tabella 4.8: Risultati della $BER_{\%}$ fissato l'impulso gaussiano, al variare della quantizzazione e della *data rate* per la configurazione in fig. 4.2b, con $\Delta = T_s/4$.

Dalla tabella 4.8, se confrontata con la tabella 4.4, si nota un assestamento della $BER_{\%}$, nonostante l'effetto della sovrapposizione dei segnali sul *RX*. La situazione migliora notevolmente quando si pone $\Delta = T_s/2$, con risultati che non superano il valore 1% a $B_g = 20 \text{ kbps}$ e il 2,5% quando si trasmette con una *data rate* di $B_g = 30 \text{ kbps}$.

Inoltre, se si aggiunge un quinto trasmettitore *TX5* in posizione (0, 10; 0, 55) (si veda la tabella 4.9), le prestazioni continuano a rimanere circa costanti rispetto ai casi precedenti.

La conseguenza di ciò è certamente dovuta all'elevata velocità di trasmissione e quindi a una maggior difficoltà da parte del rilevatore energetico (demo-

Tipo segnale	Tipo quantizzazione	Frequenza di trasmissione		
		10 <i>kHz</i>	20 <i>kHz</i>	30 <i>kHz</i>
Impulso gaussiano modulato	No quantizzazione	0,0	1,1	10,0
	Max-based ($\alpha = 0,4$)	0,0	0,8	12,7
	Max-based ($\alpha = 0,7$)	0,0	1,5	10,8
	Max-based ($\alpha = 1$)	0,0	3,4	13,6
	PDF-based	0,0	2,0	12,7

Tabella 4.9: Risultati della $BER_{\%}$ fissato l'impulso gaussiano, al variare della quantizzazione e della *data rate* per la configurazione in fig. 4.2b (con l'aggiunta di $TX5(0,10;0,55)$), con $\Delta = T_s/4$.

duttore), piuttosto che all'ampiezza in sé del segnale ricevuto. Infatti, posto $\Delta = T_s/2$, per entrambe le configurazioni si registra un buon incremento delle prestazioni, in particolare per la frequenza di trasmissione a 30 *kbps*. Questo significa che, aumentando eccessivamente la *data rate*, diviene sempre più difficile, per il demodulatore, identificare l'energia del bit 0 e 1.

4.3.5 Confronto tra la terza e quarta configurazione

Si considerano ora i tre trasmettitori allineati lungo l'asse orizzontale, esattamente come rappresentato in figura 4.2c (risultati in tabella 4.10).

Tipo segnale	Tipo quantizzazione	Frequenza di trasmissione		
		10 <i>kHz</i>	20 <i>kHz</i>	30 <i>kHz</i>
Impulso gaussiano modulato	No quantizzazione	0,4	0,8	10,5
	Max-based ($\alpha = 0,4$)	0,5	1,3	13,3
	Max-based ($\alpha = 0,7$)	0,5	1,8	11,7
	Max-based ($\alpha = 1$)	0,6	1,8	15,8
	PDF-based	0,4	1,1	14,8

Tabella 4.10: Risultati della $BER_{\%}$ fissato l'impulso gaussiano, al variare della quantizzazione e della *data rate* per la configurazione in fig. 4.2c, con $\Delta = T_s/4$.

In questo caso, la configurazione causa un lieve deterioramento rispetto a quella vista in fig. 4.2a (in cui sono sempre presenti tre trasmettitori). Infatti il decadimento delle prestazioni è maggiormente preponderante per $B_g = 10$ *kbps*, con uno scarto dello 0,6% rispetto all'altra configurazione (nella quale, per $B_g = 10$ *kbps*, era sempre $BER_{\%} = 0\%$).

Nella tabella 4.11 sono invece esposti gli esiti delle prestazioni con la configurazione in figura 4.2d.

Tipo segnale	Tipo quantizzazione	Frequenza di trasmissione		
		10 <i>kHz</i>	20 <i>kHz</i>	30 <i>kHz</i>
Impulso gaussiano modulato	No quantizzazione	0,6	1,7	15,1
	Max-based ($\alpha = 0,4$)	0,9	2,0	19,6
	Max-based ($\alpha = 0,7$)	0,8	2,6	17,8
	Max-based ($\alpha = 1$)	1,1	3,4	20,5
	PDF-based	0,9	2,2	18,1

Tabella 4.11: Risultati della $BER_{\%}$ fissato l'impulso gaussiano, al variare della quantizzazione e della *data rate* per la configurazione in fig. 4.2d, con $\Delta = T_s/4$.

Paragonando le tabelle 4.10 e 4.11, è evidente un netto peggioramento della $BER_{\%}$ in tutte le configurazioni, oltrepassando il 20% di errori a 30 *kbps* (per $\alpha = 1$).

È quindi evidente che, con questi tipi di configurazioni, occorra necessariamente una comunicazione a minore *data rate*, oppure una traslazione Δ superiore.

Per entrambe le geometrie considerate dei *TX*, *RX*, si verifica un fenomeno di approssimazione d'andamento lineare delle curve della BER quando si sceglie $\Delta = T_s/2$ (maggiormente evidente con un numero più elevato di trasmettitori). Questo si traduce in un lieve miglioramento della $BER_{\%}$ a 10 *kbps*, tra lo 0.2% e 0.4% rispetto alla tab. 4.10 e tra lo 0.3% e 0.5% nei confronti della tab. 4.11. Tuttavia, per 20 *kbps*, le prestazioni deteriorano con un aumento della BER fino al 2.9% nel primo caso e fino a 3.9% nel secondo. Le prestazioni a 30 *kbps* migliorano invece notevolmente, con una riduzione massima della BER di 11,6%.

4.3.6 Confronto tra la quinta e sesta configurazione

Una ulteriore valutazione delle prestazioni, con simmetria rispetto all'asse orizzontale ma con una diversa distanza dal centro della superficie del materiale, è da valutare per comprendere come la distanza tra *RX* e i *TX* possa produrre variazioni nella BER.

Incrementando la distanza (fig. 4.3a) si può notare come, nella tabella 4.12, sia presente un elevato peggioramento della *data rate*. Confrontando questi valori con la tabella 4.10, si può rilevare una differenza percentuale che oltrepassa il 15% (a 30 *kbps*). Questo implica un naturale deterioramento nella

comunicazione all'aumentare della distanza che intercorre tra il ricevitore e i trasmettitori.

Tipo segnale	Tipo quantizzazione	Frequenza di trasmissione		
		10 kHz	20 kHz	30 kHz
Impulso gaussiano modulato	No quantizzazione	2,2	5,5	26,3
	Max-based ($\alpha = 0,4$)	3,8	4,8	29,0
	Max-based ($\alpha = 0,7$)	3,6	6,4	27,6
	Max-based ($\alpha = 1$)	5,2	8,5	30,6
	PDF-based	3,2	6,4	29,9

Tabella 4.12: Risultati della $BER_{\%}$ fissato l'impulso gaussiano, al variare della quantizzazione e della *data rate* per la configurazione in fig. 4.3a, con $\Delta = T_s/4$.

Anche in questo caso, ponendo $\Delta = T_s/2$, si riscontra una certa linearità della caratteristica della BER, conducendo tuttavia a un deciso miglioramento soltanto a 10 *kbps* e 30 *kbps*. Si rileva quasi un raddoppiamento della BER per 20 *kbps*.

Osservando invece la configurazione nella figura 4.3b, questa prevede un numero maggiore di trasmettitori (da tre a cinque, come nel paragrafo precedente). La tabella 4.13 dimostra come questa configurazione tenda a far calare globalmente l'errore percentuale, per tutte e tre le *transmission rate*, grazie al maggior contenuto energetico inviato dal complesso dei trasmettitori.

Posto $\Delta = T_s/2$, si notano prestazioni migliorate soltanto alla velocità $B_g = 30$ *kbps* (con un dimezzamento circa della BER).

Tipo segnale	Tipo quantizzazione	Frequenza di trasmissione		
		10 kHz	20 kHz	30 kHz
Impulso gaussiano modulato	No quantizzazione	0,0	2,8	20,9
	Max-based ($\alpha = 0,4$)	0,2	3,9	22,7
	Max-based ($\alpha = 0,7$)	0,1	5,1	23,7
	Max-based ($\alpha = 1$)	0,8	6,8	26,4
	PDF-based	0,2	8,4	24,0

Tabella 4.13: Risultati della $BER_{\%}$ fissato l'impulso gaussiano, al variare della quantizzazione e della *data rate* per la configurazione in fig. 4.3b, con $\Delta = T_s/4$.

4.3.7 Settima configurazione

La configurazione a triangolo della fig. 4.3c prevede trasmettitori equidistanti tra loro e un ricevitore a sua volta a uguale distanza dai tre TX .

I risultati, tabulati nella tabella 4.14, evidenziano una crescita contenuta della $BER_{\%}$ che non raggiunge i risultati delle tabelle precedenti ed è comparabile alla tabella 4.10.

Ponendo la traslazione $\Delta = T_s/2$, si osserva una migioria massima della BER, per $B_g = 10 \text{ kbps}$, pari allo 0,4% mentre per 20 kbps e 30 kbps la curva si appiattisce, conducendo a un andamento quasi costante. I valori a $B_g = 20 \text{ kbps}$ peggiorano leggermente, mentre a $B_g = 30 \text{ kbps}$ c'è un notevole miglioramento con un abbassamento di oltre la metà della BER.

Tipo segnale	Tipo quantizzazione	Frequenza di trasmissione		
		10 kHz	20 kHz	30 kHz
Impulso gaussiano modulato	No quantizzazione	0,8	3,1	13,9
	Max-based ($\alpha = 0,4$)	0,9	4,3	16,7
	Max-based ($\alpha = 0,7$)	0,8	4,5	15,9
	Max-based ($\alpha = 1$)	1,2	5,9	17,9
	PDF-based	1,1	5,5	16,4

Tabella 4.14: Risultati della $BER_{\%}$ fissato l'impulso gaussiano, al variare della quantizzazione e della *data rate* per la configurazione in fig. 4.3c, con $\Delta = T_s/4$.

4.3.8 Configurazione senza simmetrie

Le configurazioni dalla figura 4.2c alla 4.3c possiedono, in qualche modo, una particolare simmetria o equidistanza tra i nodi sensori. Dalle tabelle, se confrontate con le geometrie in figura 4.2a e 4.2b, si nota infatti un lieve deterioramento della BER.

Per condurre un'ulteriore prova di simulazione, si considera ora una nuova geometria che non prevede alcuno schema specifico, che si può tradurre nella configurazione di fig. 4.12.

Le prestazioni non raggiungono quelle rilevate per la prima configurazione, tuttavia dalla tabella 4.15 si possono osservare dei buoni valori di BER (la prova è stata effettuata con $\Delta = T_s/2$).

Si può quindi notare come, per certe geometrie che non prevedono particolari sistemazioni dei trasmettitori e dei ricevitori, si ottenga comunque la possibilità di effettuare la trasmissione con valore contenuto della BER.

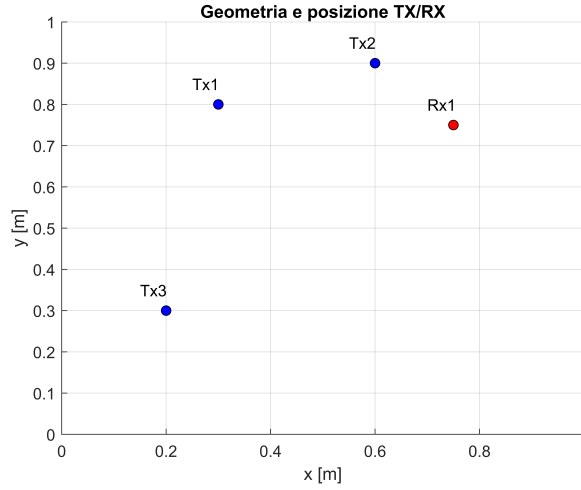


Figura 4.12: Configurazione con $TX1(0, 30; 0, 80)$, $TX2(0, 60; 0, 90)$, $TX3(0, 20; 0, 30)$, $RX1(0, 75; 0, 75)$.

Tipo segnale	Tipo quantizzazione	Frequenza di trasmissione		
		10 kHz	20 kHz	30 kHz
Impulso gaussiano modulato	No quantizzazione	0,0	1,6	3,2
	Max-based ($\alpha = 0, 4$)	0,0	2,7	4,9
	Max-based ($\alpha = 0, 7$)	0,0	2,8	4,5
	Max-based ($\alpha = 1$)	0,0	3,9	5,8
	PDF-based	0,0	2,3	5,0

Tabella 4.15: Risultati della $BER_{\%}$ fissato l'impulso gaussiano, al variare della quantizzazione e della *data rate* per la configurazione in fig. 4.12, con $\Delta = T_s/2$.

Il motivo può essere dovuto al fatto che certi posizionamenti di TX e RX riescono a raccogliere maggiormente i percorsi effettuati dal segnale durante il cammino, causati dalle riflessioni e rifrazioni ai bordi del materiale, favorendo pertanto le posizioni sparse sul piano piuttosto che quelle che possiedono una determinata struttura.

Conclusioni

Con il presente studio si è posto l'obiettivo di verificare l'attuabilità e le potenzialità della tecnica "time-reversal", unita alla modulazione PPM, per elaborare l'informazione da trasmettere tra nodi sensori.

Le massime frequenze attuate per la trasmissione delle onde, che sono state analizzate in questo elaborato, raggiungono i 30 *kbps* per i segnali di tipo impulsivo e 10 *kbps* per quelli di tipo *chirp*. A fronte di questa scelta e a tali frequenze, rispettivamente, sono stati ottenuti valori di *bit error rate* percentuali oltre al 30%, per i primi, e inferiori al 1% per la *chirp*. Quindi, dal confronto tra le tabelle nelle varie configurazioni, si può concludere che il valore ipotetico della massima frequenza di attuazione utilizzabile, per mantenere contenuto il numero di errori, è pari a 10 *kbps*.

Le verifiche sono state condotte analizzando alcune particolari geometrie relative alla disposizione dei sensori sul piano, al fine di ricoprire un numero sufficiente di configurazioni e fornire una visione d'insieme delle prestazioni nella comunicazione mediante onde ultrasoniche guidate.

L'effetto, che discende dalla scelta del tipo di quantizzazione, risulta di particolare importanza. Dalle analisi è stato esaminato come certe caratteristiche degli algoritmi di quantizzazione riescano meglio a conservare le proprietà del segnale. Tuttavia, l'aspetto più importante è l'effettiva possibilità di poter ancora compiere una corretta comunicazione tra i nodi sensori anche a seguito di tale elaborazione. Infatti è stato verificato come, passando da un segnale non quantizzato a uno quantizzato, il degrado delle prestazioni sia, al massimo, del 3% a 10 *kbps*. Mediamente, sempre considerando la trasmissione a 10 *kbps* e al variare dei parametri e delle geometrie, lo scarto risultante tra i due è dello 0,111%.

I risultati ottenuti dalle simulazioni sono promettenti e dimostrano la possibilità, pratica, dell'attuazione di questa tecnica di trasmissione in casi reali. L'analisi si è focalizzata su un unico materiale metallico, poiché largamente

utilizzato in molteplici settori industriali.

Le prove sono state effettuate trasmettendo ogni volta la stessa sequenza binaria, per mantenere parità di condizioni iniziali. Ciò evidenzia l'opportunità di poter tracciare grafici, oltre che al variare del tipo di quantizzazione e della velocità di trasmissione, cambiando anche il tipo di informazione trasmessa. In questo modo sarebbe possibile illustrare l'andamento del numero di errori di trasmissione mediato sulla quantità di combinazioni binarie considerate.

Inoltre, la simulazione della propagazione non considera la presenza di danni sul materiale, conducendo quindi a una analisi mirata esclusivamente alla metodologia di comunicazione. L'installazione dei trasduttori su un materiale di test, in presenza o in assenza di danni, introdurrebbe certamente l'insieme di tutte le non idealità, quali il rumore elettronico e della struttura, che sono state omesse nei set-up studiati.

La naturale prosecuzione dell'elaborato e sviluppo futuro che ne conseguirebbe, è certamente la trasposizione del codice Matlab in quello nel linguaggio dei microcontrollori. La principale sfida è dettata dal fatto che, per mantenere economica l'implementazione, occorrono sistemi che siano completi ma limitati nelle funzioni come, ad esempio, nella memoria. Questo condurrebbe a uno studio, da effettuare sui dispositivi in sperimentazione, sui tipi di variabili da utilizzare per evitare la saturazione della memoria ma che siano comunque funzionali agli scopi e all'elettronica di bordo.

Si prevede anche la possibilità di realizzare dei test simulando dei danni strutturali, nell'ambito SHM, valutando quindi come le prestazioni possano variare al comparire di queste anomalie.

Appendice A

Codice Matlab

In questo capitolo di appendice vengono illustrati i principali blocchi computazionali attuati attraverso codice per il software Matlab.

A.1 Modulazione TR-PPM

La formula dell'equazione 3.21, per normalizzare le energie, è stata realizzata nel modo seguente.

La funzione Matlab prevede i vettori dei segnali per riga come ingressi, ovvero `s_trasm` ($g(t)$) e `s_receiv` ($y_i(t)$).

Fornisce il coefficiente di normalizzazione `coeff` (γ_i) in uscita.

```
1 function [coeff] = normcoeff(s_trasm,s_receiv)
2     % Valore assoluto, fatto al quadrato del segnale, con somma su tutti
3     % gli elementi (integrale)
4     s1 = sum((abs(s_trasm)).^2);
5     s2 = sum((abs(s_receiv)).^2);
6     % Rapporto tra i segnali ed elevamento a 1/2 (radice quadrata)
7     coeff = sqrt(s1/s2);
8 end
```

Per attuare la modulazione dell'informazione binaria, la funzione TRPPM richiede rispettivamente: il vettore riga `signal` del segnale pilota ricevuto al trasmettitore a seguito del ribaltamento temporale (quindi è la base dei segnali traslati PPM), il vettore colonna dei bit di informazione da trasmettere `bits`, il coefficiente di normalizzazione dell'energia `coeff` (γ_i), il tempo di simbolo `Tg` (T_s), la traslazione temporale con bit 1 `shift_t` (Δ), il numero di ripetizioni per bit `Ng` (N_{pul}), il vettore colonna contenente i bit da inviare nel preambolo `N_bit_preamble` (composto da N_{pre} bit), il tempo di guardia `guard_time` (T_{guard}), la frequenza di campionamento `fs` (f_s) e il numero di campioni del segnale pilota `Nt0` (N_{sample}) inviati nella fase iniziale da *RX*.

I calcoli nel codice sono rivolti a produrre il segnale modulato, secondo le formule 3.22, 3.23.

I valori prodotti consistono nel segnale modulato `mod_signal` (per colonna) e il vettore dei corrispondente istanti temporali `time_ax` (per riga).

```

1 function [mod_signal,time_ax] = TRPPM(signal,bits,coeff,Tg,shift_t,Ng, ...
2   N_bit_preamble,guard_time,fs,Nt0)
3   % Calcolo del numero di bit che si vogliono inviare
4   Nbit = numel(bits);
5   % Inizializzazione vettore di bit ripetuti
6   long_bit = zeros(Ng*Nbit,1);
7   % Inizializzazione contatore per il caso in cui Ng e' maggiore di 1
8   count = 0;
9   % Creazione di un vettore con Ng ripetizioni per ogni bit
10  for i = 1:Nbit
11      % Con un solo impulso, il vettore resta lo stesso
12      if Ng == 1
13          long_bit = bits;
14          break;
15      end
16      % Se Ng > 1 il bit i-esimo viene ripetuto Ng volte
17      for k = 1:Ng
18          count = count + 1;
19          long_bit(count) = bits(i);
20      end
21  end
22  Ndelta = round(shift_t*fs); % Campioni nella traslazione Delta
23  Nframe = round(Tg*fs);     % Numero di campioni in Tg
24  Nguard = round(guard_time*fs); % Campioni nel tempo di guardia
25  N_pre = numel(N_bit_preamble); % Numero di campioni per il preambolo
26  % Costruisco la sequenza completa di preambolo
27  long_bit = [N_bit_preamble;long_bit];
28  % Lunghezza di tale sequenza completa long_bit
29  Nbit_comp = size(long_bit,1);
30  % Locazioni delle traslazioni in termini di campioni
31  sample_frame = 1:Nframe:Nframe*Nbit_comp;
32  % Inserisco i campioni per il tempo di guardia del preambolo
33  sample_frame(N_pre + 1:Nbit_comp) = ...
34      sample_frame(N_pre + 1:Nbit_comp) + Nguard;
35  % Vettore degli offset come numero di campioni da applicare a ogni bit
36  sample_offset = sample_frame + Ndelta*permute(long_bit,[2,1]);
37  % Numero di campioni per il segnale di uscita codificato
38  samples_ax = 5*Nt0 + Nframe*Nbit_comp;
39  % Asse temporale relativo al segnale d'uscita
40  time_ax = (0:samples_ax-1)/fs;
41  % Inizializzazione del segnale modulato
42  mod_signal = zeros(size(time_ax,2),1);
43  % Codifica dei bit
44  for i = sample_offset(1,:)

```



```

45     % Copia del segnale ribaltato in tempo sul nuovo vettore d'uscita
46     % con spaziatura dipendente da sample_offset
47     for k = 1:Nt0
48         mod_signal((k-1)+i,1) = mod_signal((k-1)+i,1) + ...
49             coeff*signal(1,k);
50     end
51 end
52 end

```

A.2 Demodulatore

La funzione `energydet` svolge il compito di calcolo e confronto delle energie, secondo le formule 3.27.

Essa necessita dei seguenti ingressi: il vettore riga `signal` ($r_d(t)$) ricevuto al lato *RX* a seguito della ritrasmissione da parte dei *TX*, il tempo di simbolo `Tg` (T_s), l'istante di tempo in cui è stato identificato il punto a massima correlazione `t_start` ($\hat{\tau}_0$), il numero di bit del preambolo `N_bit_preamble` (N_{pre}), il tempo di guardia `guard_time` (T_{guard}), la traslazione temporale con bit 1 `shift_t` (Δ), la durata dell'impulso del segnale pilota `t_durat` (T_p), il numero di bit d'informazione da decodificare `Nbit` (N_{bit}), il numero di impulsi per bit `Ng` (N_{pul}) e la frequenza di campionamento `fs` (f_s).

La funzione restituisce il vettore `energy` composto da due colonne (una per le energie rilevate per i bit 0 e una per i bit 1) e, sempre per colonna, la sequenza binaria ricostruita `bit`.

```

1 function [energy,bit] = energydet(signal,Tg,t_start,N_bit_preamble, ...
2     guard_time,shift_t,t_durat,Nbit,Ng,fs)
3     % Elevamento al quadrato del segnale punto per punto
4     signal = signal .^ 2;
5     % Inizializzazione del vettore di bit risultante
6     energy = NaN(Nbit,2);           % Inizializzazione vettore energie
7     bit = NaN(Nbit,1);             % Inizializzazione sequenza ricostruita
8     count = 0;                    % Contatore per il vettore di bit
9     E0 = 0; E1 = 0;               % Inizializzazione energie per bit
10    Nstart = round(t_start*fs);    % Numero di campioni dal punto d'inizio
11    Nguard = round(guard_time*fs); % Numero di campioni tempo di guardia
12    Nshift_t = round(shift_t*fs);  % Numero di campioni traslazione Delta
13    Nframe = round(Tg*fs);         % Numero di campioni in Tg symbol time
14    Ndurat = round(t_durat*fs);    % Numero di campioni segnale pilota
15    % Locazioni delle traslazioni in termini di campioni
16    sample_frame = 1:Nframe:(Nframe*Ng*Nbit + Nframe*N_bit_preamble);
17    % Offset in numero di campioni quando si cerca uno 0, per comodita'
18    % aggiungo Nguard a tutti i campioni (anche quelli riferiti al
19    % preambolo) per poi non conteggiarli durante il rilevamento
20    % dell'energia

```

```

21 sample_offset0 = Nstart + Nguard + sample_frame;
22 % Offset in numero di campioni quando si cerca un 1
23 sample_offset1 = sample_offset0 + Ndelta;
24 % Il calcolo dell'energia avviene facendo l'integrale (somma) su
25 % Ndurat centrando nel punto coincidente con lo shift temporale
26 % applicato al segnale in fase di modulazione PPM
27 for i = (N_bit_preamble + 1):size(sample_offset0,2)
28     % Sommo per Ndurat il segnale nella locazione in cui rilevare uno 0
29     for k = sample_offset0(i):(sample_offset0(i) + Ndurat)
30         E0 = E0 + signal(k);
31     end
32     % Sommo per Ndurat il segnale nella locazione in cui rilevare un 1
33     for k = sample_offset1(i):(sample_offset1(i) + Ndurat)
34         E1 = E1 + signal(k);
35     end
36     % Ogni Ng energie valuta quale sia maggiore (vero solo se Ng>1)
37     % altrimenti viene eseguito sempre
38     if mod(i,Ng) == (Ng - 1)
39         count = count + 1;
40         energy(count,1) = E0;
41         energy(count,2) = E1;
42         if E0 >= E1
43             bit(count,1) = 0; % Zero rilevato
44         else
45             bit(count,1) = 1; % Uno rilevato
46         end
47         E0 = 0; E1 = 0; % Reset per ricercare il bit successivo
48     end
49 end
50 end

```

A.3 Funzioni per la quantizzazione

La realizzazione su Matlab degli algoritmi, illustrati sotto forma di pseudo codice nel paragrafo 3.3.1, è mostrata nei due capoversi che seguono.

Algoritmo basato sul massimo La funzione accetta il vettore colonna del segnale da quantizzare `signal`, il numero desiderato di livelli di quantizzazione `Nlev` (N_{lev}) e il coefficiente di ridimensionamento `alpha` (α).

L'algoritmo segue lo pseudo codice già esposto, ma comporta un ulteriore passaggio atto a centrare il segnale nel valore zero.

Quindi restituisce `q_signal`, il segnale per riga quantizzato su `Nlev` livelli.

```

1 function [q_signal] = maxQalgorithm(signal,Nlev,alpha)
2     % Numero di punti del segnale di ingresso

```

```

3   Ns = numel(signal);
4   % Rileva il massimo considerando sia picchi positivi sia negativi
5   [~,idx] = max(abs(signal));
6   % Estraggo il valore corrispondente al massimo identificato
7   Vr_M = signal(idx);
8   % Differenza tra una soglia e la successiva, con alpha pesatura
9   % sulla quantizzazione
10  DV = 2*alpha*Vr_M/(Nlev - 1);
11  Vth = zeros(Nlev,1);           % Inizializzazione vettore
12  % Al punto di picco sottrae (se picco positivo) o aggiunge (se picco
13  % positivo) il valore DV e salva i risultati in un vettore di soglie
14  for i = 1:Nlev
15      Vth(i) = Vr_M - (i-1)*DV;
16  end
17  % Segnale centrato in zero, quindi sottrae valore mezzano ai punti
18  Vth = Vth - Vth((Nlev+1)/2);
19  q_signal = zeros(1,Ns);       % Inizializzazione vettore
20  % Valore del segnale che piu' si avvicina alla soglia, quindi
21  % estrae la soglia da Vth e la inserisce nel punto corrispondente
22  for n = 1:Ns
23      [~,i_th] = min(abs(signal(n) - Vth));
24      q_signal(n) = Vth(i_th);
25  end
26  end

```

Algoritmo basato sulla PDF La funzione richiede `signal` e `Nlev` (N_{lev}), che sono rispettivamente il segnale da quantizzare (passato come vettore colonna) e il numero di livelli.

L'algoritmo per questo tipo di quantizzazione si basa sulla funzione Matlab `histcounts`, la quale procede alla creazione dei contenitori che suddividono il segnale.

L'uscita è il vettore riga quantizzato `q_signal`.

```

1  function [q_signal] = pdfQalgorithm(signal,Nlev)
2      % Inizializzazione vettore
3      q_signal = zeros(size(signal));
4      % Tramite la funzione histcounts si ottengono i limiti dei contenitori
5      [~,bins] = histcounts(signal,Nlev);
6      % Inizializzazione vettore delle soglie
7      Vth = zeros(Nlev,1);
8      % Valori di quantizzazione sono valore medio tra estremi contenitori
9      for i = 1:Nlev
10         Vth(i) = (bins(i) + bins(i+1))/2;
11     end
12     % Faccio in modo che il segnale sia sempre centrato in zero
13     Vth((Nlev+1)/2) = 0;
14     for i = 1:numel(signal)

```

```
15     for j = 1:(size(bins,2) - 1)
16         % Se il valore del segnale e' minore dell'estremo piu' basso,
17         % porta al primo valore di quantizzazione
18         if (signal(i) <= bins(1))
19             q_signal(i) = Vth(1);
20             break;
21         % Se il valore del segnale e' maggiore dell'estremo piu' alto,
22         % porta all'ultimo valore di quantizzazione
23         elseif (signal(i) >= bins(end))
24             q_signal(i) = Vth(end);
25             break;
26         % Se il valore del segnale cade tra l'estremo j e j+1, associa
27         % al segnale la soglia j (valore medio)
28         elseif (signal(i) > bins(j)) && (signal(i) < bins(j+1))
29             q_signal(i) = Vth(j);
30             break;
31         end
32     end
33 end
34 end
```

Ringraziamenti

A conclusione di questo elaborato, desidero menzionare tutte le persone senza le quali questo lavoro di tesi non si sarebbe materializzato.

È stato un periodo di profondo apprendimento, non solo a livello scientifico, ma anche personale.

Purtroppo la situazione dell'anno 2020 non è stata d'aiuto, la pandemia ha necessariamente creato molti problemi e limitazioni a noi tutti, pertanto ci tengo a sottolineare che sono davvero felice di essere riuscito a concludere il presente elaborato.

Innanzitutto, ci tengo a esprimere gratitudine al mio relatore Prof. Luca De Marchi e al mio correlatore Ing. Federica Zonzini, sempre pronti a darmi le giuste indicazioni in ogni fase della realizzazione dell'elaborato.

Ringrazio infinitamente mia madre Marina, mio padre Davide e mia sorella Matilde che mi hanno sempre sostenuto, senza i quali non sarei mai potuto arrivare fin qui. Grazie per esserci sempre stati, anche nei momenti di sconforto.

Vorrei esprimere riconoscenza ai parenti che mi hanno supportato in questo periodo difficile, che per ovvi motivi di spazio non posso elencare in modo completo: mia nonna Gianfranca, i miei zii e i miei cugini. Ci tengo a esprimere la mia gratitudine per il sostegno da parte di Patrizia Graziani.

Ci tengo particolarmente a ringraziare la mia fidanzata, Mariangela F., che è stata capace di capirmi, supportando amorevolmente le mie ansie e paure. Il tuo amore mi ha dato l'energia per concludere questa tesi e per portare a termine il mio percorso di studi.

Per ultimi, ma non meno importanti, vorrei rendere un grande grazie a tutti gli amici che mi sono stati vicino, anche solo con il pensiero. In particolare vorrei ringraziare il mio collega Andrea F., per il reciproco sostegno morale durante tutto il difficile percorso universitario.

Infine, vorrei dedicare questo piccolo traguardo a me stesso; che possa essere l'inizio di una lunga e brillante carriera professionale!

Bibliografia

- [1] Zhongqing Su, Lin Ye, *Identification of Damage Using Lamb Waves - From Fundamentals to Applications*, Springer London, 2009.
- [2] S. Pant, J. Laliberte, M. Martinez, *Structural Health Monitoring (SHM) of Composite Aerospace Structures Using Lamb Waves*, The 19th International Conference On Composite Materials, 2013.
- [3] Marta Buonadonna, *Tutela Hi Tech per i ponti*, in Altroconsumo Innova, 83 (2021), pp. 12-14.
- [4] Rolf Lammering, Ulrich Gabbert, Michael Sinapius, Thomas Schuster, Peter Wierach, *Lamb-Wave Based Structural Health Monitoring in Polymer Composites*, Springer International Publishing, 2018.
- [5] *Structural Health Monitoring*, Articolo pubblicato su: «ScienceDirect», <https://www.sciencedirect.com/topics/chemical-engineering/structural-health-monitoring>
- [6] Pietro Burrascano, Sergio Callegari, Augusto Montisci, Marco Ricci, Mario Versaci, *Ultrasonic Nondestructive Evaluation Systems - Industrial Application Issues*, Springer International Publishing, 2015.
- [7] *Matched filter*, Articolo pubblicato su: «Wikipedia», https://en.wikipedia.org/wiki/Matched_filter
- [8] *Matched Filter*, Articolo pubblicato su: «ScienceDirect», <https://www.sciencedirect.com/topics/engineering/matched-filter>
- [9] *Matched Filtering*, Articolo pubblicato su: «ScienceDirect», <https://www.sciencedirect.com/topics/engineering/matched-filtering>
- [10] *Pulse compression*, Articolo pubblicato su: «Wikipedia», https://en.wikipedia.org/wiki/Pulse_compression

- [11] *Transverse and Longitudinal Waves*, Immagine pubblicata su: «OnlineMathLearning.com», <https://www.onlinemathlearning.com/transverse-longitudinal-wave.html>
- [12] *Rayleigh wave*, Immagine pubblicata su: «Wikipedia», https://en.wikipedia.org/wiki/Rayleigh_wave
- [13] Ryan Marks, Alastair Clarke, Carol Featherston, Christophe Paget, Rhys Pullin *Lamb Wave Interaction with Adhesively Bonded Stiffeners and Disbonds Using 3D Vibrometry*, MDPI, 2016.
- [14] *Lamb waves*, Articolo pubblicato su: «Wikipedia», https://en.wikipedia.org/wiki/Lamb_waves
- [15] Victor Giurgiutiu, *Tuned Lamb Wave Excitation and Detection with Piezoelectric Wafer Active Sensors for Structural Health Monitoring*, Journal Of Intelligent Material Systems And Structures, 2005.
- [16] *Modulo di elasticità (o modulo di Young)*, Articolo pubblicato su: «Treccani», [https://www.treccani.it/enciclopedia/modulo-di-elasticita_\(Enciclopedia-della-Scienza-e-della-Tecnica\)/](https://www.treccani.it/enciclopedia/modulo-di-elasticita_(Enciclopedia-della-Scienza-e-della-Tecnica)/)
- [17] *Poisson's ratio*, Articolo pubblicato su: «Wikipedia», https://en.wikipedia.org/wiki/Poisson's_ratio
- [18] Adel Sedaghati, Farhang Honarvar, Anthony N. Sinclair, *Extraction of Complex Wave Numbers of Lamb Waves*, Proceedings of the 4th Iranian International NDT Conference, 2017.
- [19] *Lamb Waves*, Articolo pubblicato su: «ScienceDirect», <https://www.sciencedirect.com/topics/engineering/lamb-waves>
- [20] *Onde di Love*, Immagine pubblicata su: «Wikipedia», https://it.wikipedia.org/wiki/Onde_di_Love
- [21] *Modes of Sound Wave Propagation*, Articolo pubblicato su: «NDT Resource Center», <https://www.nde-ed.org/EducationResources/CommunityCollege/Ultrasonics/Physics/modepropagation.htm>
- [22] *Piezoelectricity*, Articolo pubblicato su: «ScienceDirect», <https://www.sciencedirect.com/topics/materials-science/piezoelectricity>
- [23] Giuseppe Biondo, Enrico Sacchi, *Manuale di Elettronica e Telecomunicazioni*, Ulrico Hoepli Editore S.p.A., cap. XXI, pp. 16-19, 2005.

- [24] Victor Giurgiutiu, Giola Santoni-Bottai, *Structural Health Monitoring of Composite Structures with Piezoelectric-Wafer Active Sensors*, AIAA Journal, 2010.
- [25] Mehmet Emre Yavuz, B. S., M. S., *Time Reversal Based Signal Processing Techniques for Ultrawideband Electromagnetic Sensing in Random Media*, The Ohio State University, 2008.
- [26] Ratish J. Punnoose, David T. Council, Derek P. Young, Neil Jacklin, *Time Reversal Signal Processing for Communication*, Sandia National Laboratories, 2011.
- [27] Hee-Chun Song, W. S. Hodgkiss, W. A. Kuperman, *MIMO Time Reversal Communications*, WUWNet, 2007.
- [28] Ahmed E. Fouda, Fernando L. Teixeira, Mehmet E. Yavuz, *Time-reversal techniques for MISO and MIMO wireless communication systems*, Radio Science, Vol. 47, 2012.
- [29] Lingxiu Chen, *An enhanced pulse position modulation (PPM) in ultra-wideband (UWB) systems*, Electronic Theses and Dissertations, 39, 2014.
- [30] Gianpiero Trane, Rito Mijarez, Jesús Arturo Pérez-Díaz, *Automatic Guided Waves Data Transmission System Using an Oil Industry Multiwire Cable*, Sensors MDPI, 2020.
- [31] Chetan B., Ravisimha B. N., Dr. M. Z. Kurian, *The effects of Inter Symbol Intereference (ISI) and FIR Pulse Shaping Filters: A Survey*, International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering, Vol. 3, 2014.
- [32] *Intersymbol interference*, Articolo pubblicato su: «Wikipedia», https://en.wikipedia.org/wiki/Intersymbol_interference
- [33] *Chirp*, Articolo pubblicato su: «Wikipedia», <https://en.wikipedia.org/wiki/Chirp>
- [34] Martin Pollakowski, Helmut Ermert, *Chirp Signal Matching and Signal Power Optimization in Pulse-Echo Mode Ultrasonic Nondestructive Testing*, IEEE, 1994.
- [35] J. A. LaComb, P. M. Mileski, R. F. Ingram, *Ultra Wideband Surface Wave Communication*, Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 8, 2009.

-
- [36] Liuqing Yang, Georgios B. Giannakis, *Ultra-Wideband Communications - An Idea Whose Time Has Come*, IEEE Signal Processing Magazine, 2004.
- [37] Yuanwei Jin, Deshuang Zhao, *Time reversal enabled elastic wave data communications using sensor arrays*, Proceedings of Meetings on Acoustics, Volume 20, 2013.
- [38] Yuanwei Jin, Yujie Ying, Deshuang Zhao, *Data Communications Using Guided Elastic Waves by Time Reversal Pulse Position Modulation: Experimental Study*, Sensors MDPI, 2013.
- [39] Luca De Marchi, Federica Zonzini, Nicola Testoni, Alessandro Marzani *Low Depth Time Reversal Modulation Technique for Ultrasonic Guided Waves-based Communications*, 2020 IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS), 2020.
- [40] Wei Wu, Jian Rong, Jing-song Hong, Bing-zhong Wang, *Performance of UWB PPM-TR system with Time Reversal and its improved solution one-bit TR*, 2010 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communications Systems, 2010.
- [41] Yuanwei Jin, Deshuang Zhao, Yujie Ying, *Time Reversal Data Communications on Pipes Using Guided Elastic Waves - Part 1: Basic Principles*, Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering, 2011.